

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

**EVOLUÇÃO DOS PARÂMETROS DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
E SUA INFLUÊNCIA EM ESTRATÉGIAS DE CONTROLO**

Pedro Miguel Azevedo de Sousa Melo

Licenciado em Engenharia Electrotécnica e Computadores
pela Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Dissertação submetida para satisfação parcial dos requisitos do grau de mestre em
Automação, Instrumentação e Controlo

Dissertação realizada sob a supervisão do
Professor Doutor Carlos Manuel de Araújo Sá
da Universidade do Porto

Porto, Dezembro de 2004

RESUMO

O presente trabalho é dedicado ao estudo da evolução dos parâmetros característicos de motores de indução trifásicos (baixa tensão, 50 Hz, 2 e 4 pólos) com rotor em gaiola de esquilo, de acordo as suas classes de rendimento nominal, seguido de uma análise sobre o impacto de tais evoluções em estratégias de controlo.

O trabalho foi estruturado em três etapas, com os seguintes objectivos:

- Estudo da metodologia seleccionada para a estimação de parâmetros de motores de indução trifásicos, em regime nominal, e refinamento do respectivo algoritmo;
- Aplicação do algoritmo a uma população de motores pertencentes às três classes de rendimento definidas no acordo CE/CEMEP - [1,1kW - 90kW]. Relativamente a cada parâmetro estimado foi representada a respectiva distribuição, em função da potência nominal e do número de pólos dos motores, para cada uma das classes anteriores. Com os resultados obtidos foram analisadas as distribuições das perdas nos motores com rendimentos nominais mais elevados, em relação aos motores convencionais equivalentes, bem como as principais alterações no projecto e construção daqueles motores;
- Partindo das características inerentes às principais estratégias de controlo de motores de indução trifásicos, e com os resultados anteriores, são previstas algumas das consequências na aplicação de tais estratégias em motores com rendimento elevado.

ABSTRACT

This work deals with the evolution experienced by the internal parameters of three-phase induction motors as a consequence of their corresponding efficiency classes. The main impacts of such evolution on motor control strategies are also presented and analysed.

It was developed to achieve the three following major goals:

- To analyse existing methodologies for the estimation of three-phase induction motor parameters, choosing a previously developed algorithm and, if necessary, upgrading of such algorithm to extend the use to the entire motor range considered on the CE/CEMEP Voluntary Agreement [1,1kW to 90kW];
- To apply that algorithm to a representative motor sample – low-voltage, three-phase, general-purpose squirrel-cage induction motors, 50Hz with 2 and 4 poles, having different efficiency classes, from several manufacturers – presenting the evolution of each estimated parameter as a function of the motor frame and comparing the achieved results between different efficiency classes. If possible, to extend the analysis to the evolution of motor design and manufacturing procedures;
- Based on the preceding results, to establish and discuss the main impacts of high-efficiency induction motor parameters on the behaviour of the most relevant control strategies used for such motors.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor Doutor Carlos Manuel de Araújo Sá, o apoio e total disponibilidade manifestadas ao longo da realização desta dissertação, bem como a pertinência e paciência demonstradas nos conselhos dados, e que em muito contribuíram para contrariar as várias tendências de desvio, no decorrer deste trabalho.

À Professora Doutora Maria do Carmo (DEC-FEUP), pela preciosa contribuição na implementação computacional do algoritmo utilizado, agradeço sinceramente todo o apoio recebido.

Também à família que tenho em Afife, presente desde sempre e em todas as horas, deixo aqui uma palavra de apreço muito especial.

Aos meus pais e irmãos, pelo apoio e presença fundamentais na minha vida, cujo contributo se revelou essencial para a realização deste trabalho.

À Francisca e ao João, pelo que são para mim.

Finalmente, a todas aquelas pessoas que, de alguma forma, também permitiram a realização deste trabalho, os meus sinceros agradecimentos.

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS.....	ix
LISTA DE TABELAS.....	xi
SÍMBOLGIA UTILIZADA.....	xii
LISTA DE ACRÓNIMOS.....	xvii

CAPÍTULO 1

1.1 Introdução.....	1
1.2 Impacto Energético dos Motores de Indução Trifásicos.....	2
1.3 Objectivos Propostos.....	2
1.4 Estrutura da Dissertação.....	4

CAPÍTULO 2

2.1 Introdução.....	7
2.2 Classificação dos Níveis de Rendimento em Motores de Indução Trifásicos.....	8
2.2.1 Objectivos do Acordo CE/CEMEP.....	9
2.2.2 Utilização de Motores com Rendimento Elevado.....	11
2.3 Caracterização das Perdas no Motor de Indução Trifásico.....	13
2.3.1 Tensões de Alimentação Puramente Sinusoidais	13
2.3.2 Influência dos Conversores de Potência nas Perdas do Motor.....	19
2.3.3 Melhoria do Rendimento dos Motores – Diminuição das Perdas.....	23

2.4 Medição do Rendimento em Motores de Indução Trifásicos.....	25
2.4.1 Norma CEI 60034-2 (1972)	26
2.4.1.1 Métodos Directos.....	26
2.4.1.2 Método Indirecto.....	27
2.4.2 Norma IEEE 112 (1996)	29
2.4.3 Norma CEI 61972 (2002)	32
2.5 Distribuição das Perdas nos Motores de Indução Trifásicos do Tipo “Standard” – Classe EFF3.....	33
2.6 Modelização do Motor de Indução Trifásico.....	34
2.6.1 Método dos Fasores Espaciais.....	36
2.6.1.1 Fasores Espaciais em Sistemas Trifásicos.....	38
2.6.1.2 Equações Fasoriais Eléctricas e Magnéticas Definidas num Referencial Comum.....	40
2.6.1.3 Decomposição no Sistema de Eixos d-q	43
2.6.1.4 Potência Eléctrica e Binário Instantâneos.....	44
2.6.1.5 Modelo do Motor – Equações de Estado.....	47
2.6.1.6 Considerações Sobre o Modelo Apresentado e Seus Parâmetros.....	49

CAPÍTULO 3

3.1 Introdução.....	51
3.2 Evolução dos Processos de Variação de Velocidade em Sistemas de Accionamentos Electromecânicos.....	52
3.2.1 Sistemas DC.....	52

3.2.2	Sistemas AC.....	53
3.3	Elementos Semicondutores nos Conversores Estáticos de Potência.....	53
3.4	Modos de Funcionamento em Sistemas Electromecânicos.....	55
3.4.1	Principais Tipos de Motores Eléctricos Industriais.....	56
3.5	Estrutura dos Sistemas Electromecânicos Controlados (“Drives”)	56
3.5.1	Arquitecturas dos Principais Conversores de Potência.....	59
3.5.1.1	Conversão Directa.....	59
3.5.1.2	Conversão Indirecta.....	61
3.5.1.3	Formas de Onda na Saída dos Inversores – Ondas Moduladas.....	68
3.6	Estratégias de Controlo.....	72
3.6.1	Controlo Escalar.....	72
3.6.1.1	Fluxo Constante (U/f constante).....	73
3.6.1.2	Funcionamento na Zona de Enfraquecimento do Campo).....	74
3.6.1.3	Controlo de velocidade.....	75
3.6.1.4	Controlo escalar de binário.....	77
3.6.2	Controlo Vectorial – Controlo por Orientação de Campo.....	81
3.6.2.1	Controlo Vectorial Directo e Indirecto.....	85
3.6.2.2	Análise Dinâmica dos Sub-Sistemas de Controlo do Fluxo e do Binário..	96
3.6.2.3	Influência dos Parâmetros do Motor nos Sistemas de Controlo.....	98
3.6.2.4	Sistemas de Controlo com Redução de Sensores (“Sensorless”)	100

CAPÍTULO 4

4.1	Introdução.....	103
4.2	Estimação de Parâmetros em Motores de Indução.....	104
4.2.1	Estimação dos Parâmetros do Motor em Sistemas de Controlo do Campo Rotórico.....	103
4.3	Introdução ao Algoritmo Utilizado na Estimação dos Parâmetros Nominais do Motor de Indução Trifásico.....	107
4.3.1	Formulação Matemática do Método.....	110
4.3.2	Algoritmo de Estimação dos Parâmetros em Regime Nominal.....	114
4.3.3	Tratamento das Equações do Algoritmo.....	115
4.4	Resultados Obtidos.....	116
4.4.1	Evoluções de a_n , r_{sn} e r_m	118
4.4.2	Evoluções de k_n , x_{fn} e x_{mn}	121
4.4.3	Evoluções dos Momentos de Inércia nas Três Classes.....	125
4.4.4	Resultados Obtidos para as Constantes de Tempo.....	126
4.5	Evolução das Características de Projecto e Construção nas Três Classes de Motores de Indução Trifásicos (EFF3-EFF2-EFF1).....	132
4.6	Integração dos Motores EFF1 e EFF2 em Sistemas de Controlo.....	134
4.6.1	Conversores de Potência.....	134
4.6.2	Algumas Previsões da Influência das Constantes de Tempo Estimadas nos Motores EFF1 e EFF2.....	135
4.6.3	Controlo Escalar e Vectorial.....	136

CAPÍTULO 5

5.1 Conclusões.....	139
5.2 Referências a Trabalhos Futuros.....	142

BIBLIOGRAFIA.....	145
--------------------------	------------

ANEXO 1- Valores Nominais e Parâmetros Estimados dos Motores de 4 Pólos Estudados.....	157
---	------------

ANEXO 2- Valores Nominais e Distribuições dos Parâmetros Estimados dos Motores de 2 Pólos Estudados.....	163
---	------------

ANEXO 3- Exemplo de Aplicação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros Nominais.....	179
--	------------

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Classes de rendimento em motores de indução trifásicos.....	9
Figura 2.2	Perdas por efeito de Joule e não Joule dos motores da tabela.....	34
Figura 2.3	Modelização do motor de indução (gaiola de esquilo).....	35
Figura 3.1	Modos de funcionamento num sistema electromecânico.....	55
Figura 3.2	Estrutura do sistema de Controlo em Motores Eléctricos.....	57
Figura 3.3	Estrutura de um cicloconversor (por fase).....	60
Figura 3.4	Unidade de Conversão de Potência (sistemas trifásicos).....	61
Figura 3.5	Conversor Fonte de Tensão.....	62
Figura 3.6	Configurações gerais de rectificadores trifásicos: não controlado (I) e controlado (II).....	63
Figura 3.7	Configuração do andar inversor em motores de indução trifásicos.....	63
Figura 3.8	Conversor fonte de tensão com capacidade de funcionamento em modo regenerativo.....	65
Figura 3.9	Conversor fonte de tensão com regulação em corrente	65
Figura 3.10	Estrutura do conversor fonte de corrente	66
Figura 3.11	Tensão de alimentação modulada - PWM (onda triangular).....	68
Figura 3.12	Modulação de fasores espaciais - inversor trifásico	71
Figura 3.13	Esquema equivalente do motor de indução trifásico	73
Figura 3.14	Relação tensão/frequência para diferentes valores de corrente absorvida.....	74
Figura 3.15	Controlo U/f em malha aberta	76
Figura 3.16	Controlo U/f em malha fechada.....	77
Figura 3.17	Controlo escalar do binário.....	80
Figura 3.18	Caracterização fasorial do funcionamento do motor (instantânea).....	82
Figura 3.19	Controlo vectorial – diagrama fasorial (instantâneo).....	83
Figura 3.20	Metodologia do controlo vectorial em motores de indução.....	85
Figura 3.21	Observador de estado.....	86
Figura 3.22	Controlo vectorial directo (em corrente).....	90
Figura 3.23	Controlo vectorial directo (em tensão).....	91
Figura 3.24	Metodologia do controlo vectorial indirecto em motores de indução.....	95
Figura 3.25	Controlo vectorial indirecto.....	96

Figura 4.1	Esquema equivalente em regime nominal de funcionamento.....	109
Figura 4.2	Evolução de a_n em motores de 4 pólos.....	118
Figura 4.3	Evolução de r_{sn} em motores de 4 pólos.....	119
Figura 4.4	Evolução de r_m em motores de 4 pólos.....	119
Figura 4.5	Evolução de k_n em motores de 4 pólos.....	121
Figura 4.6	Evolução de X_{fn} em motores de 4 pólos.....	122
Figura 4.7	Evolução de X_{mn} em motores de 4 pólos.....	123
Figura 4.8	Evolução de X_{mn} em motores de 4 pólos – [1,1-10] kW.....	123
Figura 4.9	Evolução do coeficiente de sobrecarga em motores de 4 pólos.....	124
Figura 4.10	Energia cinética relativa em motores de 4 pólos.....	125
Figura 4.11	Energia cinética relativa em motores de 4 pólos – [1,1-30] kW.....	126
Figura 4.12	Evolução de T'_s em motores de 4 pólos.....	127
Figura 4.13	Evolução de T'_s em motores de 4 pólos – [1.1;25[kW.....	128
Figura 4.14	Evolução de T'_{r0} em motores de 4 pólos.....	129
Figura 4.15	Evolução de T'_{r0} em motores de 4 pólos– [1.1;25[kW.....	129
Figura 4.16	Evolução de T'_r em motores de 4 pólos.....	130
Figura 4.17	Evolução de T'_r em motores de 4 pólos– [1.1;25[kW.....	131

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Classes de rendimento em motores de indução trifásicos.....	8
Tabela 2.2	Variação relativa no fabrico de motores nas 3 classes de eficiência.....	10
Tabela 2.3	Sequência dos campos girantes harmónicos num sistema trifásico.....	20
Tabela 2.4	Exemplos da distribuição das perdas em motores da classe EFF3.....	33
Tabela 3.1	Interruptores controlados de potência nos modernos conversores estáticos.....	55
Tabela 3.2	Conversores fonte de tensão em motores de indução do tipo gaiola de esquilo.....	66
Tabela 3.3	Conversores fonte de corrente em motores de indução do tipo gaiola de squilo.....	67
Tabela 5.1	Variações médias dos parâmetros estimados.....	140
Tabela 5.2	Variações médias das constantes de tempo.....	140
Tabela 5.3	Variações médias de algumas grandezas nominais.....	140

SÍMBOLOGIA UTILIZADA

a_n	Relação entre o binário de perdas “não Joule” e o binário útil (nominal)
$a_{fe\ n}$	Relação entre o binário de perdas no ferro e o binário útil (nominal)
$a_{mec\ n}$	Relação entre o binário de perdas mecânicas e o binário útil (nominal)
$a_{adic.n}$	Relação entre o binário de perdas adicionais e o binário útil (nominal)
$a_{(max)}$	Relação entre o binário de perdas “não Joule” e o binário útil (binário máximo)
B	Indução magnética (T)
B_M	Valor máximo da indução magnética (T)
\underline{E}_s	Força-electromotriz induzida no estator e referida ao estator (V)
e_{sd}, e_{sq}	Forças-electromotrizes induzidas no estator, nos eixos d e q (V)
f	Fasor espacial associado à grandeza f
$f_k(t)$	Valor instantâneo da grandeza f na fase k
f_n	Frequência nominal (Hz)
f_c	Frequência de comutação (Hz)
f_i	Fasor espacial f.m.m. indutora (A)
f_l	Fasor espacial f.m.m. de reacção do induzido (A)
H	Energia cinética relativa (s)
i_x, i_s, i_r	Fasores espaciais corrente eléctrica (genérico, estator, rotor) (A)
$i_{a,b,c}^*$	Correntes nas fases a, b, c (referência) (A)
i_a, i_b, i_c	Valores instantâneos das correntes do estator nas fases a, b, c (A)
i_{sd}, i_{sq}	Componentes da corrente do estator nos eixos d e q
i_{rd}, i_{rq}	Componentes da corrente do rotor nos eixos d e q

$i_{r(max)}$	Corrente do rotor em regime de binário máximo (p.u.)
i_m	Corrente do rotor em regime nominal (p.u.)
$i_D \ i_T$	Componentes da corrente do estator associadas à criação do fluxo magnético e de binário (A)
$i_D^* \ i_T^*$	Componentes da corrente do estator associadas à criação do fluxo magnético e de binário (referências) (A)
I_{dc}	Corrente DC na entrada de inversor (A)
I_n	Corrente nominal (A)
I_m	Corrente de magnetização (A)
\underline{I}_s	Corrente estatórica por fase, referida ao estator (fasor) (A)
\underline{I}_m	Corrente de magnetização por fase, referida ao estator (fasor) (A)
\underline{I}_r	Corrente rotórica por fase, referida ao estator (fasor) (A)
J	Momento de inércia equivalente do sistema motor/carga, referido ao eixo motor (Kgm ²)
k_n	Inverso do coeficiente parcial de fugas de Hopkinson (nominal)
k_c	Coeficiente de sobrecarga mecânica
L_s	Coeficiente de auto-indução total do estator, por fase e referida ao estator (H)
L_r	Coeficiente de auto-indução total do rotor, por fase e referida ao estator (H)
L_m	Coeficiente de indução mútua resultante referida ao estator (H)
l_{fs}	Indutância de fugas do estator, por fase e referida ao estator (H)
l_{fr}	Indutância de fugas do rotor, por fase e referida ao estator (H)
l_m	Indutância mútua máxima, por fase e referida ao estator (H)
m_a	Índice de modulação de amplitude
m_f	Índice de modulação de frequência
n_r^*	Velocidade do rotor (referência) (rpm)

n_r	Velocidade do rotor (rpm)
p	Nº de pares de pólos magnéticos
$P_s(t)$	Potência eléctrica instantânea no estator (W)
$P_r(t)$	Potência eléctrica instantânea no rotor (W)
$p_s(t)$	Potência eléctrica instantânea no estator (p.u.)
$p_r(t)$	Potência eléctrica instantânea no rotor (p.u.)
R_x	Resistência numa fase do enrolamento genérico “x” (Ω)
R_s	Resistência numa fase do enrolamento estatórico (Ω)
R_r	Resistência numa fase do enrolamento rotórico (Ω)
r_s	Resistência numa fase do enrolamento estatórico (p.u.)
r_r	Resistência numa fase do enrolamento rotórico (p.u.)
s_{max}	Deslizamento em regime de binário máximo
s_n	Deslizamento nominal
T_{el}^*	Binário electromagnético (referência) (Nm)
T_{el}	Binário electromagnético (Nm)
T_{res}	Binário da carga mecânica (Nm)
T'_s	Constante de tempo transitória do estator (s)
T'_r	Constante de tempo transitória do rotor (s)
T_{r0}	Constante de tempo do rotor com o estator em circuito aberto (s)
t_{el}	Binário electromagnético (p.u.)
t_{res}	Binário da carga mecânica (p.u.)
t_{eln}	Binário electromagnético nominal (p.u.)
$t_{el(max)}$	Binário electromagnético em regime de binário máximo (p.u.)
$T_{Cu}; T_{Al}$	Temperaturas de fusão do cobre e do alumínio ($^{\circ}C$)

T	Tempo (s)
\mathbf{u}_x	Fasor espacial tensão do enrolamento genérico “x”
\mathbf{u}_s	Fasor espacial tensão do enrolamento do estator
\mathbf{u}_r	Fasor espacial tensão do enrolamento do rotor
u_a, u_b, u_c	Valores instantâneos das tensões nas fases a,b,c (V)
u_{sd}, u_{sq}	Componentes da tensão do estator nos eixos d e q
u_{rd}, u_{rq}	Componentes da tensão do rotor nos eixos d e q
U_n	Tensão nominal (V)
U_0	Tensão de “offset” (V)
$\underline{\mathbf{U}}_s$	Tensão aplicada ao estator, por fase (fasor) (V)
V_{dc}	Tensão DC na entrada de inversor (V)
W_s	Energia eléctrica no estator (J)
W_r	Energia eléctrica no rotor (J)
x_s	Reactância nominal do estator, por fase e referida ao estator (p.u.)
x_r	Reactância nominal do rotor, por fase e referida ao estator (p.u.)
x_{fs}	Reactância nominal de fugas do estator, por fase e referida ao estator (p.u.)
x_{fr}	Reactância nominal de fugas do rotor, por fase e referida ao estator (p.u.)
x_m	Reactância nominal de magnetização, por fase e referida ao estator (p.u.)
\mathbf{Z}_{eqn}	Impedância equivalente nominal por fase, referida ao estator (fasor) (Ω)
z_{eqn}	Impedância equivalente nominal por fase, referida ao estator (fasor) (p.u.)
z_{ren}	Parte real da impedância equivalente nominal por fase, referida ao estator (p.u.)
z_{imn}	Parte imaginária da impedância equivalente nominal por fase, referida ao estator (p.u.)

$\sigma_{Cu}; \sigma_{Al}$	Condutividade eléctrica do cobre e do alumínio (S/m)
σ	Coefficiente de dispersão total (ou de Blondel)
ρ	Resistividade eléctrica (Ωm)
Ψ_x	Fasor espacial fluxo magnético totalizado do enrolamento genérico “x”
Ψ_s	Fasor espacial fluxo magnético totalizado do enrolamento estatórico
Ψ_r	Fasor espacial fluxo magnético totalizado do enrolamento rotórico
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	Valores instantâneos dos fluxos magnéticos nas fases a,b,c (Wb)
Ψ_{sd}, Ψ_{sq}	Componentes do fluxo do estator nos eixos d e q
Ψ_{rd}, Ψ_{rq}	Componentes do fluxo do rotor nos eixos d e q
Ψ_r^*	Fluxo magnético totalizado do rotor (referência) (Wb)
ω_x	Velocidade de rotação do referencial genérico “x” (rad.el/s)
ω_r	Velocidade de rotação do referencial rotórico (rad.el/s)
ω_s	Velocidade de rotação do referencial síncrono (rad.el/s)
ω_r^*	Velocidade de rotação do rotor (referência) (rad.el/s)
ω_{Ψ_r}	Velocidade de rotação do referencial fixado a Ψ_r^* (rad.el/s)
ω_{dl}	Velocidade de deslizamento (rad.el/s)
ω_{mec}	Velocidade mecânica de rotação do rotor (rad./s)
$\underline{\phi}_m$	Fluxo magnético útil (fasor) (Wb)
θ_f	Ângulo de posição do fluxo magnético do rotor em relação ao estator (rad.)
θ_r	Ângulo de posição do rotor em relação ao estator (rad.)
θ_T	Ângulo de binário (rad.)
θ_{dl}	Ângulo de deslizamento (rad.)

LISTA DE ACRÓNIMOS

CEI – *Comissão Electrotécnica Internacional.*

CEMEP – *European Committee of Manufacturers of Electrical Machines and Power Electronics.*

CENELEC – *European Committee for Electrotechnical Standardization.*

IEEE – *Institute of Electric and Electronic Engineers.*

JEC – *Japanese Electrotechnical Committee.*

CAPÍTULO 1

1.1 Introdução

Desde 1973, aquando da primeira crise mundial do petróleo, a comunidade internacional, e em particular a Europa, começou a tomar consciência da existência de uma forte dependência energética. No sentido de reduzir os elevados níveis de consumo que se verificavam nos países industrializados, a par dos gravíssimos problemas ambientais que entretanto foram sendo detectados, efectuaram-se avultados esforços em quase todas as áreas relacionadas com consumos de energia, com vista a utilizá-la de forma mais racional.

No âmbito das aplicações de força motriz de origem eléctrica, a atenção europeia sobre o desenvolvimento de motores com rendimento melhorado teve um forte impulso com o acordo celebrado entre a Comissão Europeia (CE) e os principais fabricantes de máquinas eléctricas (CEMEP), em 1999. No entanto, a questão do aumento do rendimento de motores eléctricos já vinha sendo analisada, embora as melhorias introduzidas crescessem de forma relativamente suave.

No final dos anos oitenta, os fabricantes europeus de máquinas eléctricas começaram a analisar as possibilidades de fabricar motores de rendimento elevado, com acréscimos moderados nos respectivos preços. Para além de procurar identificar as componentes do processo de fabrico associadas aos custos mais elevados, as conclusões obtidas apontaram para a necessidade de um conhecimento mais profundo dos vários mecanismos que regem as diferentes perdas das máquinas, bem como as alterações nas técnicas de fabrico conducentes à sua redução (Walters, 1995).

1.2 Impacto Energético dos Motores de Indução Trifásicos

A utilização de motores eléctricos em larga escala, nos mais variados sectores de actividades, leva a que os respectivos consumos de energia eléctrica, actualmente registados, sejam muito elevados.

Com efeito, de acordo com (Almeida et al, 2001) e (Hanitsch, 2002), estima-se que mais de **60%** do consumo da energia eléctrica, na maior parte dos países industrializados, esteja associado a aplicações de força motriz.

Na União Europeia, a utilização de motores eléctricos é responsável por cerca de **65%** do consumo de electricidade verificado no sector industrial, sendo, portanto, o principal tipo de carga eléctrica a considerar (Keulenaer et al, 2004).

Relativamente ao tipo de motores usados, cerca de **90%** são de corrente alternada de indução trifásicos (Hanitsch, 2002). A estas máquinas está associado um grande número de vantagens, sendo de destacar a ampla versatilidade de aplicações, uma gama de potências nominais que abrange praticamente todos os escalões e uma constituição relativamente simples, o que lhe confere grande robustez e baixos custos de fabrico, em termos relativos.

A sua utilização, em grande escala, nos principais sectores económicos torna evidente que, em termos genéricos, bastarão alguns pontos percentuais na melhoria do seu rendimento nominal para serem obtidas elevadas poupanças nos consumos de energia actualmente registados.

1.3 Objectivos Propostos

Tendo sido referido o contexto no qual se insere o presente trabalho, são indicados em seguida, os objectivos que se procuraram atingir.

Nesta dissertação é apresentado um estudo sobre a evolução dos principais parâmetros nominais de motores de indução trifásicos, com rotor em gaiola de esquilo, para usos gerais em baixa tensão, que conduziram a motores com rendimentos nominais mais elevados.

As características desses motores estão definidas no acordo CE/CEMEP, o qual é referido logo no início do capítulo 2.

Com base nos valores encontrados para esses parâmetros, procurou-se identificar as componentes de perdas em que se registaram as reduções mais relevantes, em função da potência nominal e do número de pólos do motor, relativamente aos motores convencionais.

Posteriormente, fazem-se algumas previsões acerca do impacto que tais evoluções poderão ter nos sistemas que implementam as principais estratégias de controlo actuais. É importante referir que, neste campo, a estimação dos parâmetros referida não teve como fim a aplicação directa em estratégias de controlo, mas sim a extracção de conclusões sobre as influências que essas evoluções poderão ter nas estratégias de controlo e nos sistemas que as implementam.

O trabalho descrito nesta dissertação é constituído pelo somatório de um conjunto de etapas, que culminaram nos resultados e conclusões apresentados. Dessas etapas há a referir:

- Selecção de um método para estimação dos parâmetros em regime nominal, de motores de indução trifásicos. Partindo do algoritmo original seleccionado (Sá, 1988), foi obtida uma nova versão para o cálculo desses mesmos parâmetros, abrangendo toda a gama de motores estudada.
- Aplicação do algoritmo a uma população de motores, sendo estimados os valores nominais dos parâmetros de cada motor. Desta forma, para cada classe de rendimento, incluído no acordo CE/CEMEP, obtiveram-se as distribuições dos parâmetros dos motores, no intervalo de potências nominais considerado.
- Os resultados anteriores permitiram extrair conclusões sobre as influências das alterações dos parâmetros dos motores nas várias componentes das suas perdas e, necessariamente, nos seus rendimentos. Tais modificações evidenciam também as alterações do projecto e de fabrico desses mesmos motores.
- Quanto aos sistemas de controlo, além de se referir as principais características na sua constituição, procurou-se antever as principais consequências no funcionamento dos novos motores, quando alimentados através de conversores de potência. Em relação à implementação das estratégias de controlo, a atenção principal foi direccionada para os sistemas de controlo vectorial, onde as

influências dos valores das constantes de tempo dos motores, por um lado, e as variações dos parâmetros com o regime de carga, por outro, tornam a actuação de tais sistemas mais vulnerável às alterações dos parâmetros dos motores controlados.

1.4 Estrutura da Dissertação

A presente dissertação tem a seguinte estrutura:

- O Capítulo 2 inicia-se com a apresentação do acordo CE/CEMEP, onde estão definidas as características dos motores que foram estudados neste trabalho. São referidos os tipos de perdas existentes em motores de indução trifásicos, focando as diversas naturezas a que estão associadas e os principais factores construtivos de que dependem. É também referido o estado actual do seu conhecimento e principais metodologias e técnicas para a sua determinação, medição e redução. Em seguida, são abordados os principais métodos normalizados em vigor, para a determinação do rendimento nominal de motores de indução trifásicos. Posteriormente, e como introdução aos sistemas de controlo vectorial, é apresentado o modelo dinâmico do motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo, por aplicação do Método dos Fasores Espaciais, não sem antes ser feita uma referência aos principais fundamentos teóricos em que este método se baseia.
- O Capítulo 3 é dedicado aos principais sistemas de controlo actualmente utilizados em accionamentos eléctricos assíncronos, quer ao nível da estrutura dos principais conversores de potência, quer também ao nível das estratégias de controlo que implementam, nomeadamente, estratégias de controlo escalar e vectorial. Relativamente a estas últimas, são focados os sistemas por orientação do campo do rotor. É também focada a influência dos parâmetros do motor na implementação dessas estratégias.

-
- No Capítulo 4 começa-se por referir os principais métodos actualmente utilizados na estimação de parâmetros de motores de indução trifásicos, tendo em vista diferentes finalidades, onde se inclui a identificação para fins de controlo.

Seguidamente, é indicada a estrutura do método escolhido nesta dissertação para estimar os parâmetros nominais de motores de indução trifásicos, sendo também apresentadas as principais equações constituintes do algoritmo utilizado.

Finalmente, são apresentados os resultados obtidos, com identificação das tendências evolutivas dos parâmetros nominais dos motores estudados e componentes de perdas directamente afectadas, bem como as implicações no projecto e construção de tais motores. São ainda tecidas algumas considerações sobre o impacto da alimentação através de conversores, nos motores com rendimento elevado, bem como sobre a implementação de estratégias de controlo vectorial.

- No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões mais relevantes que foram obtidas, sendo também sugeridas possíveis direcções para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

2.1 Introdução

Este capítulo é composto por cinco partes, onde serão abordados os seguintes assuntos:

- Na secção 2.2 é referido o acordo CE/CEMEP, relativamente à classificação de motores de indução trifásicos com gaiola de esquilo, em função do seu rendimento.
- Na secção 2.3 são referidas as diferentes componentes das perdas do motor, nomeadamente, a evolução do conhecimento das suas origens e consequências no funcionamento do motor, quer com alimentação sinusoidal, quer por intermédio de conversores estáticos de potência.
- A secção 2.4 é dedicada à descrição e comparação das principais metodologias normalizadas para determinação do rendimento em motores de indução trifásicos com gaiola de esquilo.
- A secção 2.5 pretende ser um ponto de partida para o estudo apresentado nesta dissertação: é indicada a evolução relativa das perdas internas para três valores crescentes de potência de motores convencionais, incluídas na gama abrangida pelo estudo.
- Na secção 2.6 é feita uma referência ao método de modelização escolhido, seguida do modelo dinâmico (completo) do motor de indução trifásico.

2.2 Classificação dos Níveis de Rendimento em Motores de Indução Trifásicos

Os principais fabricantes europeus de motores eléctricos, através da *European Committee of Manufacturers of Electrical Machines and Power Electronics* (CEMEP) e da Comissão Europeia (CE), chegaram a um acordo em relação a um sistema de classificação de motores, em função da sua eficiência energética.

Este acordo, assinado em **1999**, com revisão prevista em **2005**, refere-se, especificamente, a motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo, do tipo blindado (**IP54 ou IP55**), potências nominais entre **1,1 kW e 90 kW**, **2 e 4 pólos**, **tensão e frequência nominais de, respectivamente, 400 V e 50 Hz**. Os motores são do tipo **N (CEI)**, com funcionamento em modo contínuo – **S1 (CEI)**.

A determinação do rendimento está de acordo com as especificações da norma **CEI 60034-2**.

De acordo com este sistema de classificação, os motores são agrupados em três classes, EFF1, EFF2 e EFF3, apresentadas a seguir: (CEMEP, 1999)

Tabela 2.1 Classes de rendimento em motores de indução trifásicos

MOTORES DE 2 PÓLOS				MOTORES DE 4 PÓLOS			
kW	Rendimento Nominal(%)			kW	Rendimento Nominal (%)		
	EFF3	EFF2	EFF1		EFF3	EFF2	EFF1
1,1	< 76,2	≥ 76,2	> 82,8	1,1	< 76,2	≥ 76,2	> 83,8
1,5	< 78,5	≥ 78,5	> 84,1	1,5	< 78,5	≥ 78,5	> 85,0
2,2	< 81,0	≥ 81,0	> 85,6	2,2	< 81,0	≥ 81,0	> 86,4
3	< 82,6	≥ 82,6	> 86,7	3	< 82,6	≥ 82,6	> 87,4
4	< 84,2	≥ 84,2	> 87,6	4	< 84,2	≥ 84,2	> 88,3
5,5	< 85,7	≥ 85,7	> 88,6	5,5	< 85,7	≥ 85,7	> 89,2
7,5	< 87,0	≥ 87,0	> 89,5	7,5	< 87,0	≥ 87,0	> 90,1
11	< 88,4	≥ 88,4	> 90,5	11	< 88,4	≥ 88,4	> 91,0
15	< 89,4	≥ 89,4	> 91,3	15	< 89,4	≥ 89,4	> 91,8
18,5	< 90,0	≥ 90,0	> 91,8	18,5	< 90,0	≥ 90,0	> 92,2
22	< 90,5	≥ 90,5	> 92,2	22	< 90,5	≥ 90,5	> 92,6
30	< 91,4	≥ 91,4	> 92,9	30	< 91,4	≥ 91,4	> 93,2
37	< 92,0	≥ 92,0	> 93,3	37	< 92,0	≥ 92,0	> 93,6
45	< 92,5	≥ 92,5	> 93,7	45	< 92,5	≥ 92,5	> 93,9
55	< 93,0	≥ 93,0	> 94,0	55	< 93,0	≥ 93,0	> 94,2
75	< 93,6	≥ 93,6	> 94,6	75	< 93,6	≥ 93,6	> 94,7
90	< 93,9	≥ 93,9	> 95,0	90	< 93,9	≥ 93,9	> 95,0

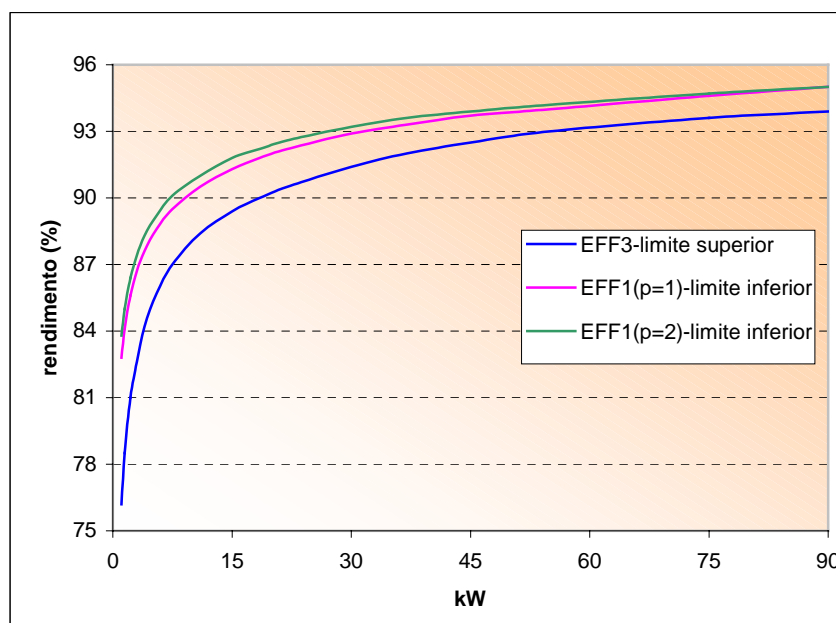


Figura 2.1 Classes de rendimento em motores de indução trifásicos

2.2.1 Objectivos do Acordo CE/CEMEP

Em termos gerais, pretendeu-se uma diminuição drástica no consumo da energia eléctrica nos motores de indução trifásicos, uma vez que esses valores representam uma parcela muito importante dos consumos de energia eléctrica na Europa (e não só).

A divulgação, junto dos consumidores, das vantagens da utilização de motores com melhores rendimentos, em certos países acompanhada de benefícios fiscais na sua aquisição, juntamente com esforços no sentido de diminuir a produção e venda de motores com rendimentos baixos, encontram-se entre as principais medidas que se procuraram implementar. (CEMEP, 1999)

De forma mais concreta, foram desde logo definidas metas para a redução das vendas de motores da classe EFF3, cujo sucesso superou as próprias previsões do acordo.

A tabela seguinte é disso representativa, sendo 1998 e 1999 os anos de referência, respectivamente, para os motores de 4 e 2 pólos. (CEMEP, 1999)

Tabela 2.2 Variação relativa no fabrico de motores nas 3 classes de eficiência

	2 pólos			4 pólos		
	EFF3	EFF2	EFF1	EFF3	EFF2	EFF1
1998				68,4%	29,5%	2,1%
1999	43,5%	51,4%	5,0%	57,4%	40,2%	2,4%
2000	36,6%	58,2%	5,1%	46,7%	51,1%	2,3%
2001	15,9%	78,2%	5,9%	16,1%	80,6%	3,3%
2002	10,8%	83,0%	6,2%	12,0%	83,9%	4,1%

Os resultados evidenciam os esforços que foram feitos no seio da União Europeia, que conduziram a uma diminuição drástica no fabrico de motores da classe EFF3, em benefício da classe EFF2. No entanto, o impacto dos motores da classe EFF1 é ainda bastante reduzido.

De acordo com (Ruddell, 2003), esta situação é consequência dos seguintes factores: da parte dos fabricantes, é sempre mais simples a “conversão” de motores da classe EFF3 para a EFF2, do que para a classe EFF1. Em particular, para as potências mais baixas, os valores limite do rendimento dos motores pertencentes à classe EFF2 é relativamente amplo (nas gamas inferiores a 30 kW a diferença é superior a 2% em quase todos os escalões – tabela2.1). A melhoria do rendimento passa pela inclusão de mais e melhores materiais, alterando as próprias dimensões e geometria do motor. Desta forma, e sobretudo nas gamas referidas, as quais constituem uma fracção importante das aplicações industriais, a passagem para a classe EFF1 acarreta um conjunto de dificuldades, principalmente económicas, que não foram ainda ultrapassadas.

A título de exemplo, considere-se dois motores de 7,5 kW, 4 pólos, com rendimentos nominais de 87% e 90%. Embora haja uma diferença de 3% nos seus rendimentos, ambos pertencem à classe EFF2 (tabela 2.1). Compreende-se que, se por um lado o esforço para passar da classe EFF3 para a EFF1 é muito elevado, por outro lado a passagem para a classe EFF2 implicará um esforço reduzido, atendendo aos valores mínimos correspondentes.

Para que haja transferência do volume de motores da classe EFF2 para a classe EFF1, semelhante ao que sucedeu entre as classes EFF3 e EFF2, será necessário que o fabrico de motores EFF2, com rendimentos situados no limite superior da classe, seja prática comum

entre os principais fabricantes, o que já implicou a remodelação do próprio processo de fabrico destas máquinas.

2.2.2 Utilização de Motores com Rendimento Elevado

As características do funcionamento previsto para o motor devem condicionar, de forma determinante, a escolha do valor do seu rendimento. Em termos gerais, o(s) regime(s) de carga, o tipo de funcionamento (contínuo, cíclico, etc) e o tempo de operação, encontram-se entre as principais características que determinam o rendimento do motor a seleccionar.

Em termos genéricos, o rendimento dos motores aumenta com a potência. Desta forma, nos escalões mais elevados, as diferenças do rendimento de motores pertencentes a classes distintas será menor.

No entanto, note-se que nas gamas mais elevadas de potência, a utilização de motores com melhores rendimentos poderá conduzir também a benefícios importantes nos consumos de energia. Tomando como referência os valores mais elevados de potência nominal (tabela 2.1), embora se verifiquem diferenças de pouco mais de um ponto percentual entre motores das classes EFF1 e EFF3, o número médio de horas de funcionamento é um factor determinante na aquisição, ou não, de um motor de elevado rendimento. Com efeito, a diferença dos valores de energia consumida por motores com rendimentos distintos é tanto maior quanto os tempos de funcionamento.

Em termos de rentabilidade económica, também os tempos médios de vida útil dos motores assumem um papel importante. De acordo com (Aníbal et al, 2000), para os motores das gamas]0-7,5] kW e [11-75] kW, têm-se tempos médios de vida útil de, respectivamente, 12 e 15 anos. Para potências superiores a 75 kW o período médio de vida útil é de 20 anos.

Como é compreensível, os motores de rendimento elevado têm um custo superior aos motores convencionais. Para determinadas aplicações, a opção por uma máquina de rendimento elevado poderá não ser a mais indicada. Efectivamente, as características previstas para o seu funcionamento condicionam essa decisão. De facto, a diferença de preço inicial entre os motores referidos será amortizada através da economia de energia

proporcionada pelo valor mais elevado do rendimento; essa diferença de energias consumidas pelos motores é função do número de horas de funcionamento.

Assim sendo, haverá situações em que a amortização do investimento em motores com rendimentos mais elevados não é viável. Nesse sentido, veja-se o exemplo seguinte:

Para uma aplicação em baixa tensão (400 V, 50 Hz) é necessária a aquisição de um motor de 7,5 kW, em serviço contínuo (S1), que funcionará em regime nominal, durante 4160 horas por ano (2 turnos de 8 horas, 5 dias por semana).

*Considerem-se os seguintes motores de indução trifásicos, **M1** e **M2**:*

M1(EFF1): $\eta_n=90,5\%$; custo total (incluindo instalação): € 840

M2(EFF3): $\eta_n=86,4\%$; custo total (incluindo instalação): € 620

O custo do kWh é de € 0,0739 e a taxa de juro real(i) considerada é de 10% (de notar que i está relacionado com a taxa de inflação).

Usando o método do valor actual é possível determinar a poupança dos custos de energia, em valores actuais, decorrentes da opção pelo motor EFF1, para um tempo de vida útil (n) de 12 anos:

$$\text{Custo eq. actual do kWh (para um horizonte de 12 anos)} = 0,0739 \frac{(1+i)^n - 1}{i(1+i)^n} = 6,81(\text{€/kWh})$$

$$\text{Quantia poupada (valor actual)} : 7,5 \cdot 4160 \cdot 6,81 \cdot (1/0,864 - 1/0,905) = \text{€ } 11141$$

Verifica-se que a diferença de custos dos dois motores é amplamente superada pela economia de energia, para o ciclo de vida previsto. No entanto, que se o número de horas de funcionamento for substancialmente menor, por exemplo, 100 horas anuais, o custo da energia poupada desce para €267,8, o que apenas corresponde à diferença de custos entre os dois motores. Em termos puramente económicos não há agora argumentos decisivos para a escolha do motor EFF1; numa perspectiva mais abrangente, a opção pela classe EFF1 continuaria a ser a mais indicada, uma vez que, com o mesmo investimento obtém-se uma diminuição na energia consumida.

2.3 Caracterização das Perdas no Motor de Indução Trifásico

A obtenção de motores com melhores rendimentos nominais passa inequivocamente pela diminuição do valor das suas perdas. Desta forma, antes de ser abordada a questão de como diminuir aqueles valores, será pertinente identificar, não só as suas componentes, mas também as causas e factores de que depende a amplitude dessas perdas. Nesta secção são consideradas duas situações distintas em relação às tensões de alimentação do motor:

2.3.1 Tensões de Alimentação Puramente Sinusoidais

□ Perdas Eléctricas

É usual definir dentro deste grupo apenas as perdas por efeito de Joule resultantes da passagem da componente fundamental das correntes eléctricas nos enrolamentos do estator e nas barras do rotor. A temperatura de funcionamento influencia de forma importante o valor destas perdas.

As perdas no estator são condicionadas pelas características dos seus enrolamentos – material e secção dos condutores, tipo de enrolamentos (número de condutores e de camadas), dimensionamento e forma das ranhuras, definição dos trajectos dos enrolamentos ao longo daquelas, as dobras nas zonas de mudança de direcção, o enchimento das ranhuras com os enrolamentos (factor de enchimento), isolamento entre os condutores de um enrolamento, isolamento entre ranhuras. (Walters, 1995)

As características da gaiola rotórica têm, naturalmente, elevada influência nas perdas do rotor. O material constituinte da gaiola e dos anéis de extremidade, a secção das barras, o isolamento entre barras, etc. Por outro lado, a velocidade de rotação (função do regime de carga do motor) condiciona de forma directa o efeito pelicular rotórico e, desse modo, o valor da sua resistência.

□ Perdas magnéticas

Ocorrem nos materiais ferromagnéticos do estator e do rotor que compõem o circuito magnético da máquina, sendo compostas pelas perdas por histerese, função das características magnéticas dos materiais referidos, nomeadamente, da sua permeabilidade magnética, e perdas por correntes de Foucault (devido às correntes que circulam nesses materiais ferromagnéticos, resultantes dos fenómenos de indução associados a campos magnéticos variáveis no tempo).

Existe um conjunto bastante diversificado de factores que condicionam o seu valor em que, o processo de fabrico (corte, perfuração e montagem das chapas magnéticas), as características geométricas da máquina, as propriedades dos materiais constituintes dos circuitos magnéticos, as características do sistema de alimentação da máquina e o próprio movimento do rotor assumem uma influência fundamental. (Smith e Edsey, 1995), (Chevalier et al, 2000), (Kedous-Lebouc et al, 2003)

Desta forma, a necessidade de conhecer com maior profundidade as suas causas e determinar os seus valores de forma mais rigorosa conduziu ao desenvolvimento de métodos que ultrapassam o cálculo clássico através de expressões matemáticas de natureza empírica – *método de Epstein* - em função das características das chapas magnéticas utilizadas e do valor máximo da indução magnética e da sua frequência. São apenas considerados fluxos com variações temporais alternadas, com direcção espacial fixa.

De acordo com (Findlay et al, 1994) e (Lee et al, 1997), as perdas por histerese e correntes de Foucault têm associadas as seguintes componentes: perdas devido a fluxos alternados com distribuições não sinusoidais - frequência fundamental e harmónicos – em que, as componentes de frequências mais elevadas provocam um aumento no valor destas perdas, bem como nas perdas por efeito de Joule no estator e no rotor. Um outro factor de grande relevância é a acção dos fluxos rotativos.

Nos últimos anos têm surgido diversos estudos sobre a variação temporal (fluxos alternados) e espacial (fluxos rotativos) do campo magnético e respectivas consequências nas perdas do ferro da máquina (Chevalier et al, 2000), (Enokizono et al, 2003), (Shinnaka, 2003), (Yamazaki, 2004). É de referir que nas soluções apresentadas há um esforço

contínuo de incluir um número cada vez maior de características geométricas e construtivas inerentes à própria máquina.

A análise da acção dos fluxos rotativos é feita recorrendo à decomposição nos fluxos alternados que os constituem, segundo a direcção radial e tangencial da máquina, definidas num plano transversal ao seu eixo. Em resultado da acção destes fluxos, em que varia a sua amplitude e direcção, surgem aumentos significativos nas perdas no ferro; dependendo dos valores da indução magnética, as perdas por histerese associadas aos fluxos rotativos podem atingir valores muito superiores às perdas histeréticas relacionadas com os fluxos alternados.

Os fluxos associados à frequência fundamental circulam sobretudo na periferia exterior do estator e nos dentes da máquina; as perdas associadas aos fluxos magnéticos de frequências elevadas manifestam-se na superfície do rotor e também nos dentes do estator e do rotor. As perdas originadas pelos fluxos rotativos estão localizadas, fundamentalmente, na zona das ranhuras do estator. (Bertotti et al, 1991), (Findlay et al, 1994)

Dado que, os trajectos associados ao fluxo principal da máquina se encontram normalmente saturados, com níveis distintos dependentes das zonas consideradas, a análise da influência de cada harmónico do fluxo magnético, no caso de distribuições não sinusoidais, não pode ser feita aplicando o princípio da sobreposição. Assim, a distribuição espacial do fluxo magnético, nas direcções radial e tangencial da máquina condiciona de forma decisiva o valor destas perdas. Por outro lado, os fluxos rotativos contribuem de forma decisiva para estas perdas, exigindo metodologias bastante mais complexas no seu estudo.

Nesse sentido, a utilização de métodos numéricos baseados na análise de elementos finitos, a duas e três dimensões, constitui uma ferramenta essencial no projecto das máquinas, ao nível da sua construção (forma das ranhuras da máquina bem como na definição dos trajectos magnéticos) e respectiva influência no valor das perdas. Paralelamente, regista-se um elevado número de estudos e métodos propostos para a determinação destas perdas, assentes na determinação da distribuição espacial das perdas, bem como os seus valores instantâneos, sendo de referir, como exemplo, (Enokizono e Okamoto, 2002), (Enokizono et al, 2002), (Enokizono et al, 2003), (Tôres e Cardoso, 2002).

O regime de carga do motor também tem influência no valor das perdas no ferro, como atestam os vários trabalhos neste campo, onde as perdas associadas aos fluxos rotativos são também consideradas, sendo também de referir a atenção que tem merecido a

determinação das perdas no ferro em vazio. Considerando uma distribuição do fluxo no entreferro puramente sinusoidal, é comum considerar nulas as perdas no ferro do rotor. Na realidade, o fluxo no entreferro contém um conjunto de harmónicos, que resultam dos harmónicos espaciais associados às ranhuras da máquina. Desta forma, as perdas no ferro do rotor aumentam, e também as perdas por efeito de Joule, em consequência das f.e.m. induzidas na gaiola, por acção dos harmónicos do fluxo. (Boglietti et al, 2003a), (Yamazaki, 2001), (Yamazaki e Haruishi, 2004)

❑ **Perdas mecânicas**

São compostas pelas perdas de energia associadas fricções entre as partes móveis e perdas no sistema de ventilação do motor. As suas principais componentes são: (considerando os tipos de motores definidos na secção 2.1)

- perdas por fricção entre rolamentos, as quais dependem do seu dimensionamento e tipo de lubrificação .
- perdas associadas à rotação do ventilador - a sua dimensão e forma das pás são determinantes no valor destas perdas.

A alimentação através de conversores potência, cuja análise será apresentada posteriormente, provoca um aumento destas perdas.

❑ **Perdas adicionais**

Embora este assunto tenha gerado alguma polémica nos últimos anos, tanto ao nível da identificação dos fenómenos que lhe estão associados, como da sua quantificação (Glew, 1998), a afirmação encontrada em (Nagornyy, 2004) sintetiza a origem destas perdas: “as perdas adicionais são consequência das características não ideais de uma máquina real”, ou seja, resultam de fenómenos não lineares de naturezas distintas, difíceis de quantificar.

Desta forma, compreende-se que uma boa parte dos fenómenos descritos anteriormente são, no fundo, conotados com as perdas adicionais.

Os esforços que têm vindo a ser realizados no sentido de melhorar os rendimentos das máquinas eléctricas, conduziram a um acréscimo notório na investigação sobre a identificação daqueles fenómenos e suas consequências, bem como no desenvolvimento de

metodologias que permitam estimar e medir, de forma apurada, estas perdas. Nesse sentido, têm-se multiplicado o número de estudos com vista à sua determinação utilizando abordagens distintas, em que os modelos matemáticos utilizados, e que recorrem a domínios distintos da física, procuram incluir os fenómenos não lineares que condicionam estas perdas, tais como: a saturação e a existência de harmónicos, espaciais e temporais.

Assim, é de referir o conjunto de abordagens e métodos desenvolvidos nos últimos anos, principalmente com recurso a técnicas de análise numérica baseadas em elementos finitos, tendo como objectivo uma identificação e quantificação mais rigorosa das perdas adicionais em motores de indução trifásicos:

- Aplicação de métodos de elementos finitos no estabelecimento das equações electromagnéticas da máquina, tornando possível incluir nos modelos os efeitos da saturação, as diferentes componentes das perdas no ferro, efeitos das ranhuras, dos dentes, etc. Por exemplo, em (Ho e Fu, 1995) é utilizado um modelo que combina a análise de elementos finitos aplicada às equações de Maxwell, com as equações eléctricas da máquina, resultantes da aplicação das leis de Kirchhoff.
- Métodos baseados na variação da temperatura da máquina. A aplicação de técnicas de elementos finitos e de diferenças finitas, permite obter a distribuição da temperatura ao longo da máquina e respectivos gradientes (métodos térmicos) e, dessa forma, a distribuição das perdas (Bousbaine et al, 1996), (Benamrouche et al, 1997), (Jimoh e Munhurrun, 1999).
- De referir ainda a aplicação de técnicas de inteligência artificial nesta área: em (Rao e Thilagar, 2003) é apresentado um método para a determinação das perdas adicionais, através da inclusão no modelo equivalente do motor de um parâmetro (resistência) que modeliza estas perdas. A sua determinação é feita com recurso a um algoritmo genético de estimação de parâmetros.

Ao nível do funcionamento da máquina, as perdas adicionais originam aumentos da energia dissipada e vibrações, redução do valor do rendimento e no binário útil desenvolvido pelo motor – acção de binários parasitas.

O próprio regime de carga do motor condiciona o seu valor e distribuição. É comum a distinção entre perdas adicionais em vazio e em carga, exactamente devido à localização e

amplitude das perdas, num e noutro caso. Em termos gerais, poderão apontar-se como principais causas das perdas adicionais:

- Fluxos magnéticos com distribuições espaciais não sinusoidais ao longo do entreferro, devido à distribuição dos enrolamentos do estator ao longo das respectivas ranhuras, bem como da geometria do estator e do rotor (número e dimensão dos dentes e ranhuras, inclinação das ranhuras relativamente ao eixo da máquina). Com efeito, a variação da relutância ao longo do entreferro da máquina conduz ao aparecimento de harmónicos espaciais no fluxo magnético no entreferro, o que contribui para o acréscimo destas perdas.
- Ao mesmo tempo, o efeito da distribuição do campo magnético nas extremidades da máquina, cujo estudo aprofundado exige a aplicação de métodos de elementos finitos tridimensionais, bem como a saturação nos trajectos dos fluxos magnéticos da máquina (principal e de fugas, principalmente no rotor) contribuem para o agravamento destas perdas, dado que o número de harmónicos presentes na distribuição do campo magnético aumenta; a título de exemplo, veja-se o estudo realizado em (Yamazaki e Haruishi, 2004).
- Nos motores de indução com rotor em gaiola é comum as barras terem uma certa inclinação em relação à direcção axial da máquina. Como se sabe, esta característica visa reduzir os efeitos dos harmónicos de ordens elevadas do fluxo no entreferro da máquina, nomeadamente o aparecimento de binários parasitas e consequente perda de eficiência e aumento de ruído. A inclinação das barras rotóricas condiciona a distribuição do fluxo magnético no entreferro, na direcção axial (McClay e Williamson, 2000), (Yamazaki, 2004). Desta forma, o seu conteúdo harmónico, bem como a distribuição da saturação ao longo do ferro da máquina são influenciados pela inclinação das barras da gaiola e, necessariamente, a própria distribuição das perdas no rotor da máquina: as perdas por efeito de Joule associadas a harmónicos de corrente diminuem, sendo também menor o efeito pelicular rotórico. Por outro lado, os resultados obtidos em (Yamazaki, 2004) evidenciam um aumento nas perdas magnéticas no rotor, uma vez que os harmónicos do fluxo do entreferro penetram mais profundamente o circuito magnético do rotor.

-
- As perdas associadas à circulação de correntes entre barras rotóricas adjacentes, e também entre as barras e o veio da máquina. A sua amplitude é função do isolamento entre as barras da gaiola e as chapas do circuito magnético rotórico, bem como entre estas e o veio.

A passagem destas correntes faz aumentar o valor das perdas adicionais da máquina; nos casos em que a direcção das barras da gaiola não é paralela à direcção axial da máquina, a sua inclinação influencia o valor das correntes referidas e, desse modo, as respectivas perdas (Ho et al, 1999).

Como é referido em (Stefanko et al, 2000), os trajectos eléctricos associados a estas correntes provocam alterações nos parâmetros do rotor, em todo o espectro de frequências (fundamental e harmónicos).

Um outro aspecto relevante focado em (McClay e Williamson, 2000) é a maior tendência para o aparecimento de correntes de circulação quando as barras rotóricas são inclinadas.

- A variação do valor das resistências com a temperatura e com o efeito pelicular. Este último origina distribuições não uniformes da corrente nas barras rotóricas, o que altera também os valores das reactâncias de fugas; a própria saturação do ferro altera o efeito pelicular nos condutores situados nas ranhuras do estator e do rotor.

Por último, salienta-se que o valor destas perdas varia com o tempo de vida e o regime de exploração do motor.

2.3.2 Influência dos Conversores de Potência nas Perdas do Motor

A alimentação dos motores através de conversores de potência (sistemas de controlo de velocidade) acarreta, de forma geral, agravamentos nos valores das perdas anteriormente considerados. Efectivamente, a forma de onda da tensão de alimentação não é sinusoidal. Desta forma, para além dos factores que condicionam as perdas no interior da máquina, e que dependem da geometria da máquina, das condições de carga, etc, haverá também a considerar harmónicos temporais na tensão e corrente do motor.

Atendendo ao tipo de motores analisados neste trabalho, dar-se-á uma ênfase especial aos conversores fonte de tensão PWM.

A existência de harmónicos na tensão de alimentação do motor está associada ao aparecimento ou agravamento de fenómenos indesejáveis no funcionamento do motor, sendo de destacar: aumento das perdas e temperatura da máquina, binários pulsantes, aumento de vibrações e ruído de funcionamento e, em certos casos, aparecimento de sobretensões nos terminais da máquina.

Os binários pulsantes resultam da interacção de f.m.m. associadas a harmónicos de ordens distintas. Se a ordem dos harmónicos é a mesma, então surgem no veio do motor binários com o mesmo sentido ou antagónicos ao binário principal, dependendo da respectiva ordem. A título de exemplo, a tabela seguinte, retirada de (Aníbal et al, 2001), mostra o sentido dos campos girantes associados a várias ordens de harmónicos, em relação ao campo girante fundamental, de frequência igual a 50Hz.

Tabela 2.3 Sequência dos campos girantes harmónicos num sistema trifásico

Harmónicos (Ordem)	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Frequência (Hz)	50	100	150	200	250	300	350	400	450
Sequência	+	-	0	+	-	0	+	-	0

O projecto e construção de motores alimentados por conversores deverá ter em conta o número acrescido das solicitações térmicas, eléctricas, magnéticas e mecânicas que se farão sentir no motor, e também a sua distribuição ao longo da máquina.

Ao nível térmico, são vários os factores que contribuem para o aumento da temperatura interna da máquina. Nesse sentido, é de referir o seguintes (Lowery e Petro, 1994):

Nos motores considerados, o sistema de ventilação depende da velocidade do rotor. Por exemplo, nas velocidades mais baixas, em que o binário desenvolvido (fundamental) é o nominal, a componente fundamental da corrente absorvida será também próxima daquele valor, acrescida de conteúdo harmónico. A capacidade de ventilação virá reduzida. Desta forma, haverá a considerar regimes de funcionamento, associados a intervalos de velocidade, para os quais o aumento da temperatura no interior da máquina pode afectar o tempo de vida dos seus isolantes.

O efeito pelicular nas resistências do estator e do rotor são agravados pelas frequências dos harmónicos presentes nos fluxos magnéticos da máquina. Os harmónicos contidos na forma de onda da corrente conduzem a um agravamento significativo das perdas por efeito de Joule na máquina, mesmo quando é mantida constante a relação entre tensão e frequência de alimentação (Gupta e Chari, 1997). O aumento da temperatura no interior da máquina também contribui para aumentar o valor daquelas resistências.

Relativamente à alimentação com grandezas eléctricas puramente sinusoidais, a utilização dos conversores de potência levará a alterações bem mais complexas (distorcidas) na distribuição do fluxo magnético na máquina, principalmente, nas zonas das ranhuras e no entreferro. Dessa forma, o conteúdo harmónico do fluxo magnético é alterado. Sendo dependentes das frequências dos harmónicos presentes no fluxo magnético, as perdas no ferro aumentam, com particular ênfase para as perdas associadas às correntes de Foucault.

Os resultados apresentados em (Moses e Tutkun, 2004) e (Lee et al, 2004) indicam que com alimentação puramente sinusoidal ou através de conversores PWM, a distribuição do fluxo, fora das zonas das ranhuras e dentes das chapas do estator, é semelhante. No entanto, os valores das perdas são significativamente superiores, no caso da alimentação PWM.

Tal como apresentado em (López) e (Rao e Ramamoorthy, 2003), deverão ser tomadas medidas específicas aquando do projecto de motores previstos para serem alimentados por conversores, no sentido de limitar as suas perdas internas e consequente aumento da temperatura de funcionamento, bem como reduzir os problemas mecânicos decorrentes da acção dos vários binários que surgem no veio da máquina.

As características geométricas da máquina (os trajectos dos enrolamentos estatóricos, a forma e inclinação das ranhuras da máquina, os anéis na extremidade do rotor, etc.) assumem um papel fundamental na diminuição das perdas provocadas pelos harmónicos.

De acordo com (López), motores com ranhuras profundas e em número reduzido, no estator e no rotor, conduzem a reduções importantes das perdas referidas, devido ao aumento do valor das reactâncias de fugas. No caso do rotor, a forma das ranhuras e sua profundidade reduzem de forma importante as perdas adicionais que surgem devido à alimentação com conversores PWM (Joksimovic e Binder, 2004).

A profundidade e forma das ranhuras rotóricas tem sido alvo de estudos, com vista à sua optimização, uma vez que é no rotor onde se verifica o maior incremento das perdas totais do motor, quando este é alimentado através de conversores.

O comprimento dos cabos de ligação entre a saída do conversor e o motor influencia de forma determinante o aparecimento de sobretensões nos enrolamentos do motor. Com efeito, são bem conhecidos os fenómenos resultantes da propagação de ondas de tensão ao longo de uma linha: nos pontos de fronteira entre valores de impedâncias distintos, surgem ondas reflectidas pelo que a tensão poderá atingir valores muito elevados (resultantes da combinação da onda incidente e da onda reflectida).

As sobretensões serão tanto mais elevadas quanto menor é o tempo de subida da onda de tensão na saída do conversor e maior for o comprimento do cabo de alimentação. Desta forma, compreende-se que quanto maior é o tempo de entrada em condução dos semicondutores controlados do andar inversor do conversor de potência, tanto maior será o tempo de subida do valor da onda de tensão. No entanto, as perdas em condução no inversor virão aumentadas pelo que, sobretudo quando a potência é elevada, esta medida poderá conduzir a aumentos significativos da energia dissipada no conversor.

Sendo assim, para limitar o aparecimento de sobretensões nos enrolamentos do estator do motor, a solução passa por encurtar o mais possível o comprimento dos cabos de alimentação, entre o conversor e o motor, sempre que tal seja possível.

De referir ainda que, a colocação de uma impedância na saída do conversor, em série com o cabo de alimentação e com valor diferente desta, altera o valor da impedância característica da linha e, desta forma, também o tempo de subida da onda de tensão. Por outro lado, a colocação de filtros nos terminais do motor limita o valor da sobretensão, filtrando as componentes de ordens mais elevadas (Fengtai e Lin, 1997).

É também importante analisar a influência que as características do sistema de conversão de potência tem no valor das perdas do motor.

Confinando a análise aos inversores PWM, de acordo com (Boglietti et al, 1996), as perdas no ferro são claramente influenciadas pelo valor do índice de modulação (m_a) usado, não sendo de assinalar., em termos práticos, a influência da frequência de comutação dos semicondutores do inversor, nem tão pouco da forma da onda modulada. Estas características serão abordadas com mais detalhe no capítulo 3.

Os resultados apresentados apontam para uma diminuição das perdas no ferro para valores crescentes do valor de m_a , tendo como referência a mesma frequência da componente fundamental da tensão de saída. Como foi indicado anteriormente, as perdas no ferro aumentam com o valor da frequência dos harmónicos contidos na onda de tensão na saída do conversor. No entanto, usando índices de modulação elevados, o acréscimo no valor das perdas no ferro tenderá a ser menor.

De referir, no entanto, que a frequência de comutação tem uma influência directa nas perdas no interior do conversor, embora este assunto se afaste da análise que se pretendeu aqui realizar.

2.3.3 Melhoria do Rendimento dos Motores – Diminuição das Perdas

Estando discriminadas as várias parcelas associadas à energia dissipada no interior da máquina, é pertinente analisar as principais medidas implementadas, quer de projecto, quer construtivas, que conduziram à diminuição das referidas perdas.

➤ *Ao nível das perdas por efeito de Joule:*

Geralmente, a diminuição destas perdas é feita diminuindo a resistência do estator e do rotor, ou seja, aumentando a secção e/ou o número de condutores por enrolamento (no estator) e a secção das barras rotóricas. Por outro lado, a optimização dos trajectos dos enrolamentos do estator, em particular, as suas dobras, o isolamento entre condutores, bem como a geometria e número de ranhuras da máquina, são factores decisivos na diminuição das perdas Joule. Relativamente a estas últimas, o aumento da quantidade de cobre vai implicar ranhuras maiores, o que conduzirá a uma diminuição do volume do ferro da máquina. Como tal, o valor máximo da indução magnética (B_M) aumenta (por aumento da corrente de magnetização), o que leva a que aumentem as perdas no ferro.

Em relação à gaiola rotórica, o fabrico de barras com materiais de menor resistividade é uma solução que, em termos industriais tem merecido grande atenção; em particular, nos últimos anos têm surgido estudos e protótipos de motores com gaiolas em cobre injectado. Há, no entanto, algumas dificuldades que se têm feito sentir, em termos tecnológicos. Embora o cobre apresente uma condutividade eléctrica bastante superior à do alumínio ($\sigma_{Cu}=56 \text{ S/m}$; $\sigma_{Al}=33 \text{ S/m}$), a sua temperatura de fusão é muito superior ($T_{Cu}=1084^\circ\text{C}$;

$T_{Al}=658^{\circ}C$). Estando a tecnologia actual do fabrico das gaiolas assente no emprego de moldes, onde as barras são obtidas com a injeção de alumínio líquido, a substituição pelo cobre implica o uso de moldes de outros materiais (Cowie et al, 2001). Um outro aspecto importante a considerar é o aumento do momento de inércia rotórico, dado que a densidade do cobre ($8,5\text{ g/cm}^3$) é muito superior à do alumínio ($2,7\text{ g/cm}^3$).

Quanto às características de funcionamento do motor, é sabido que, fixados os valores de tensão e frequência de alimentação, a diminuição da resistência rotórica implica ter menores binários de arranque. Por outro lado, o efeito pelicular rotórico (mais acentuado no arranque), vem aumentado com a diminuição da resistência do rotor. Desta forma, o problema do arranque foi superado com recurso a ranhuras profundas, de modo a aumentar o efeito pelicular rotórico (Kirtley, 2004).

➤ ***Ao nível das perdas magnéticas:***

As perdas por histerese podem ser diminuídas através de chapas magnéticas com materiais de melhor qualidade: curvas $B=f(H)$ mais “delgadas” (menores perdas por unidade de volume) e com valores de permeabilidade magnética mais elevados. Por outro lado, aumentando a secção do circuito magnético, para um mesmo valor do fluxo, o correspondente valor da indução será menor. Aumentos da secção do circuito magnético implicarão um maior comprimento axial da máquina e/ou maiores diâmetros do estator e do rotor. De salientar que estas medidas permitem diminuir as perdas magnéticas resultantes da variação das dimensões das ranhuras, anteriormente referidas.

A diminuição da espessura do entreferro da máquina fará diminuir o valor da corrente de magnetização (I_m). Repare-se que, embora esta medida afecte directamente as características do circuito magnético da máquina – o valor da permeabilidade magnética aumenta – a diminuição do valor de I_m reflecte-se na diminuição do valor das perdas por efeito de Joule, uma vez que a corrente absorvida será menor. No entanto, também a amplitude dos harmónicos devido às ranhuras da máquina vem aumentada.

A utilização de chapas magnéticas com menores espessuras, bem como um melhor isolamento entre chapas, limita os caminhos de circulação das correntes de Foucault; também a utilização de materiais com valores de resistividade (ρ) superiores fará diminuir o valor destas perdas.

➤ ***Ao nível das perdas mecânicas:***

O seu valor pode ser diminuído com a optimização do projecto do ventilador (desenho e materiais) e do tipo de rolamentos. A combinação com o projecto térmico da máquina torna possível condicionar a distribuição da temperatura no seu interior, permitindo obter rendimentos mais elevados (Walters, 1995). Haverá também menos ruídos e vibrações no funcionamento dos motores.

➤ ***Ao nível das perdas adicionais:***

De acordo com as várias causas que contribuem para estas perdas haverá diversas medidas que poderão ser implementadas, sendo de destacar a geometria e dimensões da máquina – na fase de projecto - propriedades e quantidades dos materiais usados e, muito importante, uma maior qualidade de fabrico. Em particular, as perdas no ferro são extremamente sensíveis ao tratamento e montagem das chapas que constituem o circuito magnético da máquina (Walters, 1995).

De forma semelhante, a rebobinagem de um motor pode traduzir-se na diminuição do seu rendimento, se não forem consideradas as questões anteriores.

2.4 Medição do Rendimento em Motores de Indução Trifásicos

As preocupações crescentes no fabrico de máquinas com rendimentos nominais cada vez mais elevados implicam, em paralelo, o desenvolvimento e aprofundamento de métodos de medição daquela grandeza que conduzam a resultados fiáveis. Em simultâneo, o conjunto dos procedimentos de aplicação de tais metodologias deverá ser o mais simples possível, em termos técnicos e económicos, e reunir um consenso o mais abrangente possível.

No entanto, a medição do rendimento de máquinas eléctricas é um tema que continua a gerar grande discussão, quer na comunidade científica, quer entre os principais fabricantes mundiais, particularmente no que se refere aos motores de indução trifásicos. Por esse motivo é pertinente referir os principais organismos e respectivas metodologias, cujos procedimentos se encontram descritos nas normas emitidas, para determinação do rendimento de motores de indução trifásicos:

-
- Ao nível da *Comissão Electrotécnica Internacional* (CEI) tem-se a norma CEI 60034-2, adoptada na Europa, através da CENELEC.

Com vista à substituição da norma anterior, no que diz respeito à determinação do rendimento em motores de indução trifásicos, foi publicada mais recentemente a norma CEI 61972. No entanto, não tem conseguido reunir consenso no meio industrial europeu. Com efeito, a generalidade dos fabricantes europeus continua a reger-se pela norma CEI 60034-2, a qual se encontra em fase adiantada de revisão.

- A norma 112 do *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE), composta por cinco metodologias, sendo que, o método B é o mais utilizado, estando na base das normas NEMA MG-1 e C390, utilizadas, respectivamente, nos EUA e no Canadá.
- Existem outros organismos normativos, embora com menor projecção, sendo de referir as normas *Japanese Electrotechnical Committee* (JEC), mais concretamente, a norma JEC 37.

As metodologias apresentadas nas normas anteriores são distintas, nomeadamente, na forma como propõem a determinação das perdas adicionais em carga e também na consideração da influência da temperatura sobre as perdas por efeito de Joule. Necessariamente, os valores dos rendimentos obtidos variam consoante a norma aplicada. Existem diversos estudos experimentais que confirmam a afirmação anterior; a título de exemplo tem-se (Hameyer et al, 1999), (Boglietti et al, 2003) e (Almeida et al, 2002).

Pelas razões apontadas, julga-se pertinente referir aqui as principais características das normas CEI 60034-2, IEEE – 112 e CEI 61972, no que diz respeito aos vários métodos indicados para a determinação do valor do rendimento nominal de motores de indução trifásicos. Tanto mais porque as divergências nas metodologias continuam a suscitar discussões técnicas, não havendo, para já, indícios de posições consensuais.

2.4.1 Norma CEI 60034-2 (1972)

Relativamente à determinação do rendimento de motores de indução polifásicos, são apresentadas várias metodologias, agrupadas da seguinte forma:

2.4.1.1 Métodos Directos

- ensaio com carga nominal: o motor funciona com tensão, corrente e velocidade nominais. São medidas as potências na entrada e na saída.

-
- ensaio com motor calibrado: a máquina de indução a ensaiar funciona como gerador assíncrono. Como máquina primária, tem-se um motor eléctrico cujas perdas internas são previamente determinadas. Desta forma, a medição da potência absorvida por este último e da potência fornecida pelo gerador permite obter o rendimento da máquina de indução, para diferentes regimes de funcionamento.
 - ensaios com duas máquinas idênticas: existem duas variantes.
 - a máquina a ensaiar funciona como gerador assíncrono, sendo accionada pela segunda (motor assíncrono), funcionando ambas nos seus regimes nominais. Considera-se que as perdas totais se dividem igualmente pelas duas máquinas.
 - as duas máquinas são ligadas eléctrica e mecanicamente, uma funcionando como motor assíncrono e a outra como gerador assíncrono. A velocidade de rotação é igual ao valor nominal das máquinas. As perdas das duas máquinas são alimentadas externamente, havendo várias configurações possíveis.

2.4.1.2 Método Indirecto

Este é o método mais aconselhado e utilizado. As perdas internas da máquina são previamente separadas - perdas por efeito de Joule, perdas no ferro, perdas mecânicas e perdas adicionais. Sendo medida a potência eléctrica absorvida (no caso do motor), o rendimento é então determinado.

Os ensaios a realizar, são de dois tipos: ensaios em vazio e ensaios em carga.

▪ Ensaio em vazio

- tensão constante: a máquina é colocada a funcionar como motor, em vazio, com tensão e frequência nominais. A soma das perdas consideradas como constantes (perdas no ferro, perdas adicionais em vazio e perdas mecânicas) são calculadas, subtraindo à potência absorvida o valor das perdas por efeito de Joule no estator.
- tensão variável: são realizados vários ensaios em vazio, com frequência nominal, com valores decrescentes da tensão aplicada. Subtraindo aos valores da potência absorvida as respectivas perdas por efeito de Joule no estator, a extrapolação da curva (recta) que explicita estes últimos valores em função do quadrado da tensão, permite a determinação das perdas mecânicas – interceptação com o eixo das ordenadas.

▪ Ensaio em carga

- tensão constante: com estes ensaios são determinadas as perdas por efeito de Joule no rotor. A sua estimação é feita de forma indirecta (recorrendo ao modelo equivalente), uma vez que, nas máquinas com rotor em gaiola, os circuitos rotóricos não estão acessíveis. As perdas por efeito de Joule no rotor são dadas pelo produto do deslizamento e da potência transmitida para o rotor; esta é obtida subtraindo à potência absorvida, o valor das perdas por efeito de Joule no estator e as perdas no ferro.
- tensão variável: este ensaio é realizado com tensão de alimentação (U_r) inferior ao valor nominal da máquina (U_n). São medidos os valores correspondentes da potência (P_{1r}) e corrente (I_{1r}) absorvidas, bem como a velocidade de rotação. Adicionalmente, com os valores das correntes em vazio, I_{0r} e I_{0n} , associadas, respectivamente, a U_r e U_n obtém-se a corrente absorvida pelo motor nas mesmas condições de carga, para $U = U_n$, cuja potência absorvida (P_1) é calculada por:

$$P_1 = P_{1r} \left(\frac{U_n}{U_r} \right)^2 \quad (2.1)$$

Os cálculos para determinação das perdas referidas são efectuados com o valor da resistência estatórica referida à temperatura da classe de isolamento da máquina.

Como se pode constatar nas equações anteriores, os parâmetros da máquina são admitidos como sendo constantes.

Assim, são também discriminadas as perdas do motor, com tensão e frequência nominais.

▪ Perdas adicionais em carga

É atribuído um valor fixo para as perdas adicionais em carga nominais igual a 0,5% da potência eléctrica nominal do motor.

Aqui reside o principal ponto de discórdia, relativamente à determinação do rendimento em motores de indução, face a normas similares, apresentadas por outros organismos.

De facto, o valor percentual destas perdas varia com a potência nominal, diminuindo à medida que aquele valor aumenta.

Desta forma, e de acordo com (Almeida et al, 2002), é de prever que os valores dos rendimentos assim obtidos tenham erros menores associados, para valores crescentes da potência do motor.

Por último, é também de referir que todos os instrumentos e dispositivos de medição utilizados devem ter uma classe de precisão menor ou igual a 1,0. Os instrumentos de medição da resistência estatórica (DC) terão uma classe de precisão menor ou igual a 0,5.

2.4.2 Norma IEEE 112 (1996) (Renier et al, 1999), (Boglietti et al, 2003b)

Sendo esta a versão mais recente da norma IEEE 112, apresenta os seguintes métodos para determinação do rendimento nominal de máquinas de indução polifásicas: A, B, C, E/E1 e F/F1.

O **método A** é apenas usado em máquinas muito pequenas. São medidos os valores das potências na entrada e na saída e, desse modo, o rendimento é calculado directamente, não havendo separação de perdas.

O **método B** é também um método directo, que recorre à utilização de um dinamómetro, sendo recomendado para máquinas compreendidas no intervalo [1-190] kW. O valor da potência mecânica é obtido em função dos valores do binário e da velocidade de rotação.

As perdas internas são discriminadas; exceptuando a determinação das perdas adicionais em carga, as restantes perdas são obtidas de forma semelhante ao exposto no método indirecto, da norma CEI 60034-2: são realizados três tipos de ensaios: ensaios em vazio, ensaio de aquecimento com carga nominal e ensaios em carga.

Os ensaios em vazio são semelhantes aos indicados na secção anterior.

No ensaio de aquecimento o motor é colocado a accionar a sua carga nominal, até a temperatura no seu interior estabilizar. No final é medida a resistência do estator.

Os ensaios em carga são efectuados após ser atingido o equilíbrio térmico no interior do motor, tal como indicado no ensaio anterior. São realizados seis ensaios (mínimo), estando as cargas igualmente espaçadas entre si, dentro do intervalo correspondente a 25% e 150% da carga nominal da máquina.

Com os ensaios anteriores são obtidos, separadamente, os valores das perdas no ferro e perdas mecânicas – ensaios em vazio – e das perdas por efeito de Joule – ensaios em carga e de aquecimento. As perdas adicionais em carga são obtidas por via indirecta, através da diferença entre a potência na entrada e o somatório da potência na saída e das perdas calculadas.

A precisão dos instrumentos de medida utilizados tem uma influência muito relevante pelo que, as perdas adicionais em carga, assim obtidas, poderão afastar-se consideravelmente dos valores reais. Na medição das grandezas eléctricas, a classe de precisão da aparelhagem a utilizar será menor ou igual a 0,2.

De forma a diminuir a influência dos erros de medição sobre os valores das perdas adicionais em carga, é feita uma regressão linear sobre os valores obtidos, sendo obtida uma representação analítica do tipo:

$$P_{ad}=f(T^2) \quad (2.2)$$

P_{ad} : perdas adicionais em carga

T : binário disponibilizado no veio da máquina

Assim, a curva obtida é do tipo:

$$P_{ad}=AT^2 + B \quad (2.3)$$

No entanto, porque em vazio $P_{ad}=0$, a expressão que efectivamente é usada na determinação das perdas adicionais em carga será:

$$P_{ad}=AT^2 \quad (2.4)$$

A implementação do método B implica laboratórios de ensaio equipados com um ou mais dinamómetros, função da gama de potências dos motores a ensaiar, transdutores para medição de binários, etc. Desta forma, é exigido um maior investimento em equipamento laboratorial.

A aplicação do **Método C** (também directo) implica ter disponíveis duas máquinas idênticas, funcionando uma como motor, com tensão e frequência nominais, e a outra como gerador, com tensão e frequência variáveis, constituindo desta forma, a carga mecânica do motor.

As perdas adicionais em carga totalizadas, admitidas como sendo proporcionais ao quadrado da corrente rotórica, são obtidas por via indirecta, através do cálculo das perdas totais do sistema electromecânico anterior (diferença entre as potências eléctricas absorvida pelo motor e fornecida pelo gerador) e das perdas por efeito de Joule, perdas no ferro e perdas mecânicas do motor e do gerador. Finalmente, as perdas anteriores são divididas pelo motor e gerador de forma proporcional às respectivas perdas por efeito de Joule no rotor.

No **Método E** apenas é medido o valor da potência à entrada da máquina (método indirecto). As perdas adicionais em carga são medidas de forma directa, através do ensaio de inversão do sentido de rotação. As restantes perdas da máquina são obtidas através dos ensaios anteriormente mencionados (ensaio em vazio, de aquecimento e em carga).

No **Método E1** não é realizado o ensaio de inversão do sentido de rotação. As perdas adicionais em carga são fixadas num valor percentual da potência mecânica nominal ($P_{mec.n}$) do motor, da seguinte forma (Hameyer et al, 1999):

$$P_{adn} = (1,8\%) P_{mec.n} \rightarrow 0,750 \text{ kW} \leq P_{mec.n} \leq 90 \text{ kW} \quad (2.5)$$

$$P_{adn} = (1,5\%) P_{mec.n} \rightarrow 91 \text{ kW} \leq P_{mec.n} \leq 375 \text{ kW} \quad (2.6)$$

$$P_{adn} = (1,2\%) P_{mec.n} \rightarrow 376 \text{ kW} \leq P_{mec.n} < 1800 \text{ kW} \quad (2.7)$$

$$P_{adn} = (0,9\%) P_{mec.n} \rightarrow P_{mec.n} \geq 1800 \text{ kW} \quad (2.8)$$

O **Método F** também recorre ao ensaio de inversão do sentido de rotação para determinação das perdas adicionais em carga. No entanto, não são efectuados ensaios em carga e o modelo equivalente da máquina é utilizado. Desta forma, o valor do rendimento da máquina está dependente do conhecimento dos seus parâmetros. Aqui residem as principais condicionantes da aplicação deste método, uma vez que, tal como foi referenciado, existem vários factores que fazem alterar o valor desses parâmetros.

À semelhança do caso anterior, a aplicação do **Método F1** recorre a valores relativos fixados para as perdas adicionais em carga, em função da potência nominal do motor (mecânica).

2.4.3 Norma CEI 61972 (2002)

No sentido de alcançar valores mais precisos para os rendimentos de motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo e, desse modo, estabelecer uma metodologia para esse fim que reúna um consenso, o mais alargado possível, foi publicada, em 2002, a primeira versão da norma CEI 61972, em vigor até 2007.

O seu conteúdo assenta em dois métodos alternativos para determinação das perdas e rendimento:

- O **método 1** é um método directo, em que a potência mecânica é obtida com recurso a um transdutor de binário. As perdas adicionais em carga são calculadas através da medição das restantes perdas.
- O **método 2** é um método indirecto, apenas a potência absorvida é medida. É atribuído um valor às perdas adicionais em carga, sendo as restantes perdas do motor obtidas através de medições.

Em ambos os métodos são realizados ensaios de aquecimento, em carga e em vazio.

Os valores das resistências são ajustados para as temperaturas nos enrolamentos estatóricos, medidas em cada ensaio.

Os ensaios em vazio são efectuados com tensão variável e frequência nominal - no mínimo para quatro valores de tensão entre 125% e 60% da tensão nominal (incluindo este) e três valores de tensão (mínimo) entre 50% e 20% do valor nominal.

As perdas mecânicas são determinadas através dos valores obtidos com tensões inferiores a 50% do valor nominal, sendo admitidas como independentes do regime de carga.

As perdas no ferro são determinadas como sendo independentes do regime de carga. Para tal, é construída a curva (perdas no ferro + perdas mecânicas) = f (tensão em vazio), usando os restantes valores dos ensaios em vazio. Finalmente, as perdas no ferro são determinadas considerando a queda de tensão no enrolamento do estator, para cada valor da tensão em vazio.

Na aplicação do **método 1** são efectuados seis ensaios em carga, cujos pontos de funcionamento estarão compreendidos entre 0,25 e 1,5 do valor da carga nominal.

O processo de determinação das perdas e do rendimento é semelhante ao método B da norma IEEE 112. Para os seis regimes de carga, as perdas adicionais são obtidas através da determinação das potências eléctrica absorvida, mecânica útil e das restantes perdas. Com

recurso a técnicas de regressão linear, os seis pontos são aproximados por uma recta, definida no sistema de eixos ($P_{ad}; T^2$), à semelhança do método B (IEEE 112).

No método 2 é apenas realizado um ensaio em carga, correspondente ao regime nominal de funcionamento do motor. O valor das perdas adicionais em carga nominais (P_{adn}) é obtido em função das potências nominais do motor, eléctrica (P_1) e mecânica (P_2), da seguinte forma:

$$P_{adn} = 0,025 P_1 \quad \rightarrow \quad P_2 \leq 1 \text{ kW} \quad (2.9)$$

$$P_{adn} = P_1 (0,025 - 0,005 \log_{10}(P_2)) \quad \rightarrow \quad 1 \text{ kW} < P_2 < 10000 \text{ kW} \quad (2.10)$$

$$P_{adn} = 0,005 P_1 \quad \rightarrow \quad P_2 \geq 10000 \text{ kW} \quad (2.11)$$

No entanto, a aceitação da norma CEI 61972 por parte dos fabricantes europeus tem encontrado bastante resistência, o que levou a que tenha sido iniciado o processo de revisão da norma CEI 60034-2.

2.5 Distribuição das Perdas nos Motores de Indução Trifásicos do Tipo “Standard” – Classe EFF3

Procurando antever, em linhas gerais, algumas tendências de evolução das perdas dos motores, da classe EFF3 para as classes EFF2 e EFF1, são seguidamente apresentados, como ponto de partida, as distribuições relativas das diferentes componentes de perdas em três motores da classe EFF3, respectivamente, de 1,1 kW, 5,5 kW e 30 kW, retiradas de (SEW, 2003).

Tabela 2.4 Exemplos da distribuição das perdas em motores da classe EFF3

	1,1 kW	5,5 kW	30 kW
p_{JE}	56,2%	43,7%	31,5%
p_{JR}	18,7%	25,2%	20,3%
p_{Fe}	18,2%	21,5%	22,9%
p_{mec}	4,7%	4,2%	9,4%
p_{adic}	2,2%	5,4%	15,9%

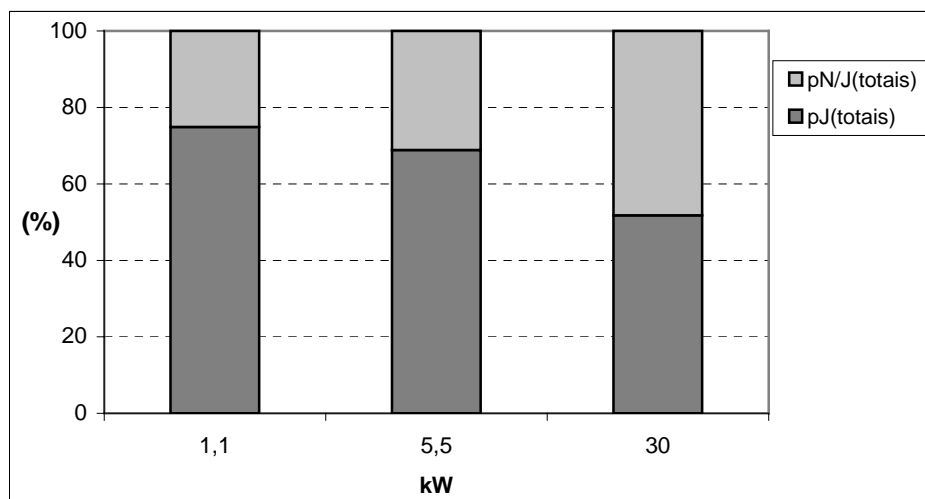


Figura 2.2 Perdas por efeito de Joule e não Joule dos motores da tabela

A figura é representativa do valor significativo, em termos relativos, associado às perdas por efeito de Joule totais, nas gamas de potência mais baixas. Desta forma, é previsível que o aumento do rendimento nas classes EFF2 e EFF1 esteja assente na diminuição das perdas por efeito de Joule totais, relativamente aos motores da classe EFF3.

Para valores crescentes da potência, em particular, nas gamas de potência média e elevada, o valor relativo das perdas por efeito de Joule tende a diminuir. Como tal, tudo leva a crer que os aumentos dos rendimentos nos motores das classes EFF2 e EFF1 estejam associados à diminuição das perdas não Joule, face à classe EFF3.

2.6 Modelização do Motor de Indução Trifásico

A modelização de qualquer sistema físico é sempre uma forma aproximada de representar uma determinada realidade. Quanto maior for essa aproximação, menos limitações serão conotadas ao modelo utilizado e, portanto, os resultados obtidos estarão mais próximos da realidade. Inevitavelmente, a aplicação destes princípios conduzirá a modelos matemáticos cada vez mais complexos, com um maior número de equações, bem como um acréscimo do número de parâmetros a determinar. Deste modo, aumentam também os tempos de processamento necessários para obtenção de resultados.

Considerando as máquinas eléctricas rotativas, a sua modelização pode ser feita através do cálculo da evolução, temporal e espacial, do seu campo magnético, ou através da análise

das transferências de energia entre o estator e o rotor da máquina, por via do seu campo magnético.

A primeira hipótese referida, pelo elevado esforço de cálculo computacional que exige, embora permita obter um conjunto de resultados mais detalhado, é, normalmente, utilizada na fase do projecto das máquinas eléctricas.

A segunda hipótese, associada à perspectiva de modelização escolhida neste trabalho, parte da análise das relações electromagnéticas existentes entre os vários enrolamentos da máquina, que traduzem os fenómenos energéticos existentes na mesma. No caso de um motor, haverá a considerar a energia eléctrica absorvida, perdas internas, energia acumulada nos campos magnéticos e energia convertida em mecânica.

Na figura seguinte, adaptada de (Lehtla et al, 2000), são indicados os vários tipos de modelos matemáticos do motor de indução trifásico com rotor em gaiola, usualmente utilizados, dependendo do fim em vista.

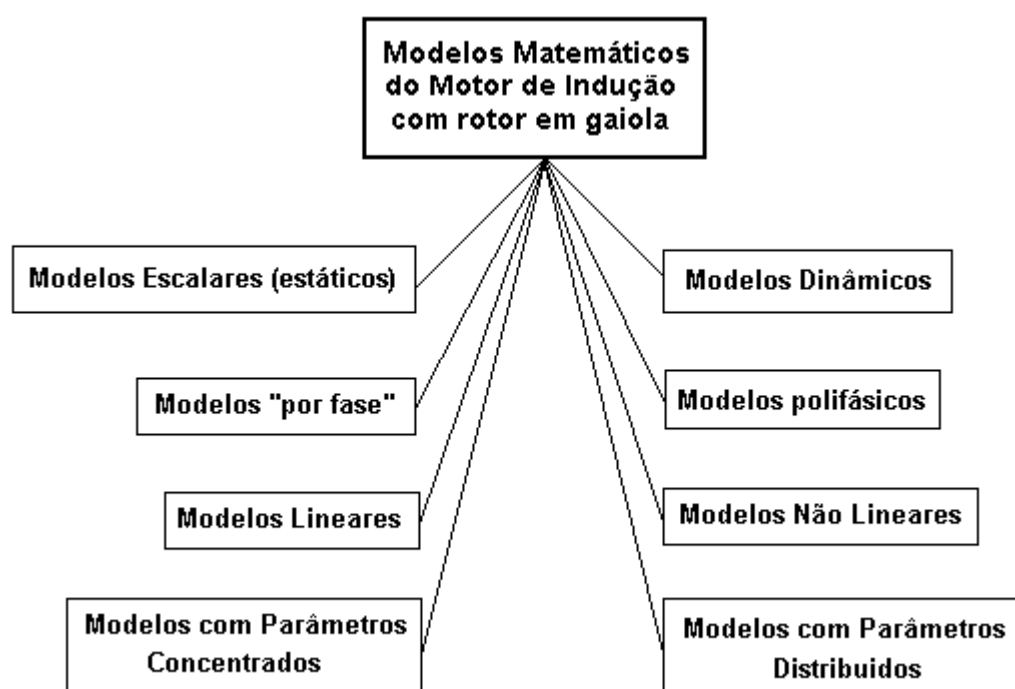


Figura 2.3 Modelização do motor de indução (gaiola de esquilo)

Tal como será apresentado no capítulo 4, o algoritmo utilizado neste trabalho para estimar os parâmetros do motor em regime nominal está assente no modelo escalar do motor (por fase, linear e de parâmetros concentrados), para aquele funcionamento.

A relevância dada neste trabalho ao controlo por orientação do campo do rotor (controlo vectorial), justifica considerar o modelo dinâmico do motor de indução trifásico. Desta forma, na secção seguinte é apresentado o modelo do motor referido a um sistema de eixos ortogonal (**d-q**). Para tal, foi escolhido o método dos fasores espaciais, pelas seguintes razões principais:

O conceito de fasor espacial é particularmente atractivo na formulação matemática das equações eléctricas e magnéticas em sistemas polifásicos. Por outro lado, atendendo ao facto de se pretender a representação do modelo matemático do motor num sistema de eixos **d-q**, é notória a “passagem directa” do modelo em termos de fasores espaciais, para aquele sistema de eixos.

2.6.1 Método dos Fasores Espaciais

Apresentam-se, em seguida, as principais considerações teóricas em que assenta o método dos fasores espaciais e suas limitações (Sá, 1988) e (Kovacs, 1984).

- Qualquer que seja a forma de onda da variação temporal das correntes que percorrem os enrolamentos da máquina, a distribuição espacial da f.m.m. resultante ao longo do entreferro é, em cada instante, do tipo sinusoidal.
- os enrolamentos de cada fase, no estator e no rotor, encontram-se distribuídos de forma simétrica, ao longo da circunferência respectiva. Genericamente, os m enrolamentos das m fases do estator ou do rotor estarão esfasados entre si de $(360/m)^\circ$ eléctricos. Os enrolamentos do estator e do rotor são também equilibrados, isto é, as resistências dos enrolamentos de fase apresentam o mesmo valor.

No caso de uma máquina trifásica, os eixos magnéticos dos enrolamentos de cada fase do estator e do rotor, terão de estar colocados de forma a fazerem um ângulo de 120° eléctricos entre si; para uma máquina trifásica com p pares de pólos o esfasamento entre os eixos magnéticos referidos será de $(120/p)^\circ$ geométricos.

- A soma do valor das correntes eléctricas que percorrem as fases de uma máquina m -fásica é, em cada instante igual a zero. Esta condição está associada ao facto das componentes homopolares das grandezas eléctricas e magnéticas

de um sistema polifásico não estarem contidas nos respectivos fasores espaciais, inerente à condição anterior.

No caso da máquina trifásica, consideram-se os equivalentes em estrela nas ligações dos enrolamentos do estator e do rotor, sem a existência de condutor neutro.

- O método dos fasores espaciais é aplicável a uma qualquer secção da máquina, perpendicular ao seu eixo de rotação. A existência de fluxos de fugas nas secções extremas da máquina, associados aos chamados ***efeitos de extremidade***, não são considerados na aplicação do método.
- O método não considera a existência das perdas não-Joule (perdas magnéticas, mecânicas e adicionais). Tais perdas terão de ser encaradas “exteriormente” à aplicação do método dos fasores espaciais. Mais à frente, na apresentação do algoritmo de estimação de parâmetros utilizado, voltar-se-á a esta questão.

Genericamente, e de acordo com as considerações anteriores, o fasor espacial associado a qualquer grandeza física de uma máquina m-fásica é definido, em termos matemáticos, por:

$$\mathbf{f} = \frac{2}{m} \sum_{k=1}^m f_k(t) e^{j360^\circ(k-1)/m} \quad (2.12)$$

sendo $f_k(t)$ o valor instantâneo da grandeza em questão, na fase k .

De salientar que o expoente do termo da fase k está expresso em graus eléctricos. Tal valor refere-se ao esfasamento espacial do enrolamento de cada fase em relação à posição do enrolamento da fase a que foi atribuído o índice “1”. É bem patente a condição de distribuição simétrica dos enrolamentos de cada sistema m-fásico.

O valor instantâneo na fase k , $f_k(t)$, corresponde à projecção do fasor \mathbf{f} segundo a direcção do eixo magnético do enrolamento da fase k . O factor “2/m” advém do facto de num sistema m-fásico, a amplitude da referida projecção de \mathbf{f} ser igual a $m/2$ vezes o valor de $f_k(t)$.

2.6.1.1 Fasores Espaciais em Sistemas Trifásicos

Finalmente, poder-se-á apresentar as equações fasoriais que modelizam o motor de indução trifásico. Antes, porém, apresentar-se-ão as expressões que definem os fasores espaciais das principais grandezas eléctricas e magnéticas a considerar e que permitirão estabelecer as equações eléctricas e magnéticas que compõem o modelo.

Começa-se por definir os fasores espaciais corrente eléctrica (\mathbf{i}_x), fluxo magnético totalizado (Ψ_x) e tensão (\mathbf{u}_x), para um enrolamento trifásico genérico (Kovacs, 1984).

$$\mathbf{i}_x = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (2.13)$$

$$\Psi_x = \frac{2}{3} (\Psi_a + a \Psi_b + a^2 \Psi_c) \quad (2.14)$$

$$\mathbf{u}_x = \frac{2}{3} (u_a + a u_b + a^2 u_c) \quad (2.15)$$

Os índices a, b e c correspondem aos valores instantâneos das grandezas, respectivamente, das fases a, b e c. Note-se que a evolução temporal dessas grandezas (correntes, fluxos e tensões) poderá ser qualquer.

O parâmetro a, corresponde a $e^{j360^\circ/m} = e^{j120^\circ}$ e traduz o esfasamento espacial entre os eixos magnéticos dos enrolamentos de cada fase.

Assim, ter-se-á uma única equação eléctrica fasorial, associada a cada enrolamento trifásico do tipo:

$$\mathbf{u}_x = \mathbf{i}_x R_x + \frac{d\Psi_x}{dt} \quad (2.16)$$

$\mathbf{i}_x R_x$: fasor queda de tensão óhmica

$\frac{d\Psi_x}{dt}$: simétrico do fasor f.e.m. total induzida no enrolamento, resultante da variação temporal do fasor fluxo magnético totalizado

R_x é a resistência de uma fase, do estator ou do rotor, considerando que os enrolamentos de cada fase são semelhantes. É de salientar o facto das equações eléctricas do estator e do rotor apresentarem uma estrutura semelhante à anterior quando definidas, respectivamente, nos referenciais estatórico e rotórico:

$$u_s = i_s R_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (2.17)$$

$$u_r = i_r R_r + \frac{d\Psi_r}{dt} \quad (2.18)$$

Importa também frisar que todas as equações eléctricas e magnéticas do estator e do rotor estarão referenciadas a um enrolamento comum (igualdade do número efectivo de espiras) que, tal como é habitual, será o do estator. Desta forma, as equações do rotor serão compostas por parâmetros equivalentes referidos ao enrolamento do estator.

A existência de velocidade relativa entre os enrolamentos do estator e do rotor é um aspecto de extrema importância na modelização do motor. Todas as equações presentes no modelo do motor estarão, necessariamente, explicitadas num referencial comum.

A equação anteriormente apresentada refere-se às grandezas eléctricas e magnéticas do estator e do rotor, nos seus respectivos referenciais. Haverá então, antes de mais, que definir um referencial a usar, comum a todas as grandezas físicas presentes no motor.

No âmbito das máquinas eléctricas rotativas, normalmente, e de acordo com o fim em vista, são usados os seguintes referenciais (Sá, 1988):

Referencial estático, que se encontra ligado ao estator da máquina e, portanto, com velocidade nula. Desta forma, a estrutura matemática da equação electromagnética do estator não sofre alterações. Por este motivo, este referencial é muito utilizado na análise de redes eléctricas.

Referencial rotórico, que está ligado ao rotor, e por isso roda solidário com este. A estrutura matemática da equação electromagnética do rotor não sofre alterações. É, normalmente utilizado em problemas de controlo de movimento.

Referencial síncrono, o qual roda com a velocidade associada à frequência da rede eléctrica em que a máquina se encontra ligada ($\omega=2\pi f$ rad.el.s⁻¹). De salientar que neste referencial, para o motor de indução, as equações electromagnéticas do estator e do rotor vêm alteradas, traduzindo os fenómenos decorrentes da existência de velocidade relativa entre este referencial e os referenciais estático e rotórico. Em regime permanente, simétrico e sinusoidal, do ponto de vista deste referencial, todos os fasores espaciais encontram-se fixos no espaço.

O referencial síncrono é normalmente utilizado em sistemas de alimentação com frequência constante.

Os referenciais estático e síncrono são normalmente utilizados na obtenção das soluções do modelo dinâmico do motor, no funcionamento em regimes transitórios (Vas, 1996).

2.6.1.2 Equações Fasoriais Eléctricas e Magnéticas Definidas num Referencial Comum

Nesta fase do trabalho, tentando manter uma perspectiva o mais genérica possível, apresentam-se as equações que constituem o modelo do motor de indução trifásico – equações eléctricas e magnéticas do estator e do rotor - e a equação mecânica do sistema motor+carga - referidas a um referencial que roda no espaço com uma velocidade angular genérica, de valor ω_x (em relação ao referencial estático):

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{i}_s R_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} + j\omega_x \boldsymbol{\Psi}_s \quad (2.19)$$

$$\mathbf{u}_r = \mathbf{i}_r R_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_x - \omega_r) \boldsymbol{\Psi}_r \quad (2.20)$$

$$T_{el} - T_{res} = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.21)$$

(os índices s e r referem-se, respectivamente, às grandezas do estator e do rotor, as quais estão expressas em valores absolutos)

De referir que as velocidades angulares que surgem nas equações são eléctricas; ω_r é a velocidade angular do rotor (no referencial estático); T_{el} representa o binário electromagnético desenvolvido pelo motor; o binário resistente (T_{res}) resulta do somatório do binário da carga acoplada ao veio do motor com os binários de atrito, ventilação, etc. O

segundo membro da equação mecânica refere-se ao binário resultante – binário de inércia. Os parâmetros J e p são, respectivamente, o momento de inércia equivalente do sistema electromecânico, referido ao eixo motor (ω_r) e o número de pares de pólos.

Os fluxos magnéticos totalizados que encadeiam os enrolamentos do estator e do rotor são definidos, em termos fasoriais, pelas seguintes equações magnéticas (em valores absolutos e estabelecidas num referencial comum animado de velocidade ω_x) :

$$\Psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (2.22)$$

$$\Psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (2.23)$$

sendo:

$L_s = l_{fs} + L_m$ – coeficiente de auto-indução total associado e referido ao enrolamento do estator.

$L_r = l_{fr} + L_m$ – coeficiente de auto-indução total do rotor, referido ao enrolamento do estator.

$L_m = \frac{3}{2} l_m$ – coeficiente de indução mútua resultante, referido ao estator.

l_m – representa o valor máximo da indutância mútua de cada fase da máquina. Está associada ao fluxo com que o enrolamento de cada fase encadeia os enrolamentos das outras fases, do estator e do rotor, estando os eixos magnéticos dos enrolamentos alinhados entre si. Atendendo ao carácter isotrópico do circuito magnético principal da máquina., este valor será igual ao coeficiente de indução mútua entre fases do estator e do rotor (e vice-versa), estando os eixos magnéticos das respectivas fases alinhados entre si.

l_{fs} – indutância de fugas por fase do estator, referida ao estator.

l_{fr} – indutância de fugas por fase do rotor, referida ao estator.

Em seguida, são apresentadas as equações anteriores em p.u., de acordo com os seguintes valores de base:

$$U_b = \sqrt{2} \frac{U_n}{\sqrt{3}} \text{ (V)} \quad (2.24)$$

$$S_b = \sqrt{3} U_n I_n = \frac{3}{2} U_b I_b \text{ (VA)} \quad (2.25)$$

$$I_b = \sqrt{2} I_n \text{ (A)} \quad (2.26)$$

$$T_b = p S_b / \omega_b \text{ (Nm)} \quad (2.27)$$

$$f_b = f_n \text{ (Hz)} \quad (2.28)$$

$$\psi_b = \frac{U_b}{\omega_b} \text{ (Wb)} \quad (2.29)$$

$$\omega_b = 2\pi f_n \text{ (rad el s}^{-1}\text{)} \quad (2.30)$$

$$Z_b = U_b / I_b \text{ } (\Omega) \quad (2.31)$$

Energia cinética relativa:

$$H = \frac{1}{2} J \left(\frac{\omega_b}{p} \right)^2 / S_b \text{ (s)} \quad (2.32)$$

As equações magnéticas tomam o aspecto seguinte (em p.u.):

$$\Psi_s = x_s \mathbf{i}_s + x_m \mathbf{i}_r \quad (2.33)$$

$$\Psi_r = x_r \mathbf{i}_r + x_m \mathbf{i}_s \quad (2.34)$$

com:

$$x_s = \omega_b L_s / Z_b \text{ (p.u)} \quad (2.35)$$

$$x_r = \omega_b L_r / Z_b \text{ (p.u)} \quad (2.36)$$

Exprimindo os fasores correntes em função dos fasores fluxos totalizados do estator e do rotor, tem-se (em p.u.) :

$$\mathbf{i}_s = \frac{x_r \Psi_s - x_m \Psi_r}{x_s x_r - x_m^2} \quad (2.37)$$

$$\mathbf{i}_r = \frac{x_s \Psi_r - x_m \Psi_s}{x_s x_r - x_m^2} \quad (2.38)$$

As equações eléctricas do estator e do rotor, juntamente com a equação mecânica, tomam o aspecto seguinte, com todas as grandezas expressas em p.u.:

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{i}_s \mathbf{r}_s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} + j\omega_x \mathbf{\Psi}_s \quad (2.39)$$

$$\mathbf{u}_r = \mathbf{i}_r \mathbf{r}_r + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_x - \omega_r) \mathbf{\Psi}_r \quad (2.40)$$

$$t_{el} - t_{res} = 2H \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.41)$$

2.6.1.3 Decomposição no Sistema de Eixos d-q

Sendo as equações que modelizam o funcionamento do motor constituídas por fasores definidos num mesmo plano, perpendicular ao eixo de rotação, é possível decompor os fasores nas suas partes real e imaginária, recorrendo ao sistema de eixos **d** e **q** (real e imaginário) do referencial comum a todos os fasores. Assim, com todas as grandezas em p.u., tem-se:

$$u_{sd} = i_{sd} r_s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_x \Psi_{sq} \quad (2.42)$$

$$u_{sq} = i_{sq} r_s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_x \Psi_{sd} \quad (2.43)$$

$$u_{rd} = i_{rd} r_r + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - (\omega_x - \omega_r) \Psi_{rq} \quad (2.44)$$

$$u_{rq} = i_{rq} r_r + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + (\omega_x - \omega_r) \Psi_{rd} \quad (2.45)$$

$$(\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) - t_{res} = 2H \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.46)$$

Repare-se que se obtém um conjunto de equações semelhantes, se for aplicada ao modelo da máquina, em coordenadas de fase, a transformada do número de fases (o sistema trifásico real surge representado por um sistema bifásico equivalente) e a transformada entre referenciais animados de velocidade relativa. Se estiverem expressas no referencial rotórico, obtém-se o sistema de equações resultantes da aplicação da transformada de Park, no estator e no rotor.

2.6.1.4 Potência Eléctrica e Binário Instantâneos

Apresentam-se, em seguida, as expressões que traduzem o valor da potência eléctrica instantânea associada ao estator e ao rotor da máquina, em termos de fasores espaciais.

$$P_s(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re} (\mathbf{u}_s \mathbf{i}_s^*) \quad (2.47)$$

$$P_r(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re} (\mathbf{u}_r \mathbf{i}_r^*) \quad (2.48)$$

em p.u.

$$p_s(t) = \operatorname{Re} (\mathbf{u}_s \mathbf{i}_s^*) \quad (2.49)$$

$$p_r(t) = \operatorname{Re} (\mathbf{u}_r \mathbf{i}_r^*) \quad (2.50)$$

(módulos de $\mathbf{u}_s, \mathbf{i}_s, \mathbf{u}_r$ e \mathbf{i}_r em p.u.)

Nos motores de indução com rotor em gaiola de esquilo, tem-se: $p_r(t) = 0$. De facto, da potência que é transferida para o rotor através do campo magnético, apenas existe, sob a forma eléctrica, a potência de dissipação por efeito de Joule; a menos das perdas magnéticas, a componente principal daquela potência é convertida sob a forma mecânica.

Feita a introdução ao modelo da máquina, de acordo com o método escolhido, é julgado pertinente apresentar as equações que traduzem as transferências energéticas existentes no interior da máquina, em função das grandezas eléctricas, magnéticas e mecânicas que caracterizam o seu funcionamento.

Potência instantânea ($p(t)$) e trabalho ($W(t)$) relacionam-se por:

$$p(t) = \frac{dW(t)}{dt} \rightarrow dW(t) = p(t) dt \quad (2.51)$$

pelo que, considerando variações infinitesimais de energia, respectivamente, no estator e no rotor, de acordo com as equações eléctricas apresentadas para o estator e o rotor, definidas no referencial estático, tem-se, em valores absolutos:

$$dW_s = \frac{3}{2} \operatorname{Re} (\mathbf{u}_s \mathbf{i}_s^*) dt = \frac{3}{2} \operatorname{Re} (R_s i_s^2 + \frac{d\Psi_s}{dt} i_s^*) dt \quad (2.52)$$

$$dW_r = \frac{3}{2} \operatorname{Re} (\mathbf{u}_r \mathbf{i}_r^*) dt = \frac{3}{2} \operatorname{Re} (R_r i_r^2 + \frac{d\Psi_r}{dt} i_r^* - j\omega_r \Psi_r i_r^*) dt \quad (2.53)$$

Considerando o funcionamento como motor, a variação instantânea da energia eléctrica absorvida será:

$$\begin{aligned} dW_s + dW_r = & \frac{3}{2} (R_s i_s^2 + R_r i_r^2) dt + \frac{3}{2} \left(\frac{d\Psi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} i_{sq} \right) dt + \frac{3}{2} \left(\frac{d\Psi_{rd}}{dt} i_{rd} + \right. \\ & \left. + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} i_{rq} \right) dt + \frac{3}{2} \omega_r (\Psi_{rq} i_{rd} - \Psi_{rd} i_{rq}) dt \end{aligned} \quad (2.54)$$

Explicitando os termos com derivadas de fluxos magnéticos em ordem às correntes, obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \left(\frac{d\Psi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} i_{sq} \right) dt = & \frac{3}{2} \left[l_{fs} \left(\frac{di_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{di_{sq}}{dt} i_{sq} \right) + L_m \left(\frac{d(i_{sd} + i_{rd})}{dt} i_{sd} + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{d(i_{sq} + i_{rq})}{dt} i_{sq} \right) \right] dt \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \left(\frac{d\Psi_{rd}}{dt} i_{rd} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} i_{rq} \right) dt = \frac{3}{2} \left[l_{fr} \left(\frac{di_{rd}}{dt} i_{rd} + \frac{di_{rq}}{dt} i_{rq} \right) + L_m \left(\frac{d(i_{sd} + i_{rd})}{dt} i_{rd} + \right. \right. \\ \left. \left. \frac{d(i_{sq} + i_{rq})}{dt} i_{rq} \right) \right] dt \end{aligned} \quad (2.56)$$

os quais se referem à energia armazenada nos campos magnéticos de fugas do estator e do rotor, bem como a energia armazenada no campo magnético principal.

Sendo claro que o primeiro termo do segundo membro da equação anterior representa a energia dissipada por efeito de Joule nos enrolamentos da máquina, necessariamente o somatório das perdas energéticas no ferro, das perdas energéticas adicionais e da energia total convertida em mecânica é dado por:

$$\frac{3}{2} \omega_r (\Psi_{rq} i_{rd} - \Psi_{rd} i_{rq}) dt \quad (2.57)$$

A potência mecânica é dada por:

$$P_{mec} = T_{el} \omega_{mec} \quad (2.58)$$

sendo:

$$\omega_{mec} = \omega_r / p \quad (\omega_r - \text{velocidade angular de rotação eléctrica})$$

Desta forma, o binário electromagnético instantâneo é dado por:

$$T_{el}(t) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} (\Psi_r i_r^*) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} (\Psi_s^* i_s) \quad (2.59)$$

Em p.u.:

$$t_{el} = \operatorname{Im} (\Psi_s^* i_s) \quad (2.60)$$

(módulos de Ψ_s e i_s em p.u.)

Analisando as expressões da potência eléctrica e do binário electromagnético instantâneos, facilmente se constata que são independentes do referencial utilizado.

2.6.1.5 Modelo do Motor – Equações de Estado

O sistema de equações anterior pode ser manipulado, no sentido de se obter a configuração clássica da análise no espaço de estados. No caso mais geral, o modelo é representado, de forma matricial, por:

$$\frac{dX(t)}{dt} = A(t)X(t) + B(t)U(t) \quad (2.61)$$

$$Y(t) = C(t)X(t) \quad (2.62)$$

As matrizes $A(t)$, $B(t)$ e $C(t)$ estão associadas às características do sistema; $X(t)$ representa o vector das variáveis de estado. $Y(t)$ é o vector das grandezas na saída do sistema (que se pretendem controlar) e $U(t)$ representa o vector das grandezas na entrada, isto é, os sinais de controlo. Apresenta-se, em seguida, o modelo do motor de indução trifásico (em p.u.), tomando como variáveis de estado os fluxos magnéticos:

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = \omega_b \left(\omega_x \Psi_{sq} - r_s \frac{X_r}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{sd} + r_s \frac{X_m}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{rd} + u_{sd} \right) \quad (2.63)$$

$$\frac{d\Psi_{sq}}{dt} = \omega_b \left(-\omega_x \Psi_{sd} - r_s \frac{X_r}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{sq} + r_s \frac{X_m}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{rq} + u_{sq} \right) \quad (2.64)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \omega_b \left((\omega_x - \omega_r) \Psi_{rq} - r_r \frac{X_s}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{rd} + r_r \frac{X_m}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{sd} + u_{rd} \right) \quad (2.65)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = \omega_b \left(-(\omega_x - \omega_r) \Psi_{rd} - r_r \frac{X_s}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{rq} + r_r \frac{X_m}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{sq} + u_{rq} \right) \quad (2.66)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2H} \left(\frac{X_m}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{sq} \Psi_{rd} - \frac{X_m}{X_s X_r - X_m^2} \Psi_{sd} \Psi_{rq} - t_{res} \right) \quad (2.67)$$

Explicitando as constantes de tempo do motor, o modelo anterior toma o aspecto seguinte:

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = \omega_b \left(\omega_x \Psi_{sq} - \frac{\Psi_{sd}}{\omega_b T'_s} + \frac{x_m \Psi_{rd}}{\omega_b x_r T'_s} + u_{sd} \right) \quad (2.68)$$

$$\frac{d\Psi_{sq}}{dt} = \omega_b \left(-\omega_x \Psi_{sd} - \frac{\Psi_{sq}}{\omega_b T'_s} + \frac{x_m \Psi_{rq}}{\omega_b x_r T'_s} + u_{sq} \right) \quad (2.69)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \omega_b \left((\omega_x - \omega_r) \Psi_{rq} - \frac{\Psi_{rd}}{\omega_b T'_r} + \frac{x_m \Psi_{sd}}{\omega_b x_s T'_r} + u_{rd} \right) \quad (2.70)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = \omega_b \left(-(\omega_x - \omega_r) \Psi_{rd} - \frac{\Psi_{rq}}{\omega_b T'_r} + \frac{x_m \Psi_{sq}}{\omega_b x_s T'_r} + u_{rq} \right) \quad (2.71)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2H} \left(\frac{x_m}{x_s x_r - x_m^2} \Psi_{sq} \Psi_{rd} - \frac{x_m}{x_s x_r - x_m^2} \Psi_{sd} \Psi_{rq} - t_{res} \right) \quad (2.72)$$

sendo:

$$T'_s = \frac{1}{\omega_b r_s} \left(x_{fs} + \frac{x_m x_{fr}}{x_m + x_{fr}} \right) \quad (2.73)$$

(constante de tempo do estator com o rotor em curto-circuito – **constante de tempo transitória do estator**)

$$T'_r = \frac{1}{\omega_b r_r} \left(x_{fr} + \frac{x_m x_{fs}}{x_m + x_{fs}} \right) \quad (2.74)$$

(constante de tempo do rotor com o estator em curto-circuito– **constante de tempo transitória do rotor**)

De notar que:

$$T'_r = \left(1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r} \right) T_{r0} \quad (2.75)$$

$$T_{r0}' = \frac{X_r}{\omega_b r_r} \quad (2.76)$$

(constante de tempo do rotor com o estator em circuito aberto)

2.6.1.6 Considerações Sobre o Modelo Apresentado e Seus Parâmetros

Os fluxos que encadeiam os enrolamentos do estator e do rotor são admitidos como sendo o resultado da acção independente dos fluxos de fugas e do fluxo que percorre o circuito magnético da máquina. É bem patente a aplicação do princípio da sobreposição, o que implica a não consideração dos vários fenómenos de saturação existentes, incluindo as influências mútuas entre enrolamentos.

Desta forma, tal como é referido em (Sá, 1988), a contribuição independente do fluxo de fugas e do fluxo comum para o fluxo total (equações 2.22 e 2.23) não é mais do que uma simplificação matemática introduzida na formulação do modelo do motor. Por outro lado, os valores das indutâncias de fugas e de magnetização (esta última associada ao valor da relutância do circuito magnético principal da máquina) são admitidos como sendo constantes.

Como se sabe, a maioria dos motores de indução trifásicos da classe EFF3 eram projectados para funcionamentos nominais na zona do “joelho” da sua característica de saturação. Desse modo, o ferro da máquina encontra-se saturado e o valor da reactância de magnetização varia com o regime de funcionamento.

Quando o trajecto principal do fluxo magnético de fugas se fecha pelo ar é aceitável pressupor que a reactância de fugas dos enrolamentos da máquina é constante. No entanto, nos motores com rotor em gaiola de alumínio, as ranhuras rotóricas são fechadas, pelo que o trajecto do fluxo magnético de fugas poderá encontrar-se fortemente saturado, dependendo do regime de funcionamento do motor. Ao mesmo tempo, tal como mencionado na secção 2.2, o efeito pelicular rotórico influencia o valor da reactância de fugas do rotor.

Ao nível das resistências há também a considerar diversos fenómenos físicos que condicionam os seus valores, nomeadamente a temperatura e o efeito pelicular. Como se

sabe, relativamente à influência da temperatura no funcionamento em regime permanente, considera-se constante o valor da(s) resistência(s), cujo valor é referido à classe de isolamento da máquina. No funcionamento em regime dinâmico, há a ter em conta que a constante de tempo térmica associada às resistências é muito superior às constantes de tempo electromagnéticas.

No que se refere ao efeito pelicular, julga-se importante referir o seguinte:

Se a frequência de alimentação é constante há a considerar o efeito pelicular na resistência e reactância de fugas do rotor, função da sua velocidade. Quando a frequência de alimentação é variável haverá também a considerar o efeito pelicular na resistência do estator, bem como alterações no valor da respectiva reactância de fugas.

Como foi indicado na secção 2.2, existem diversos fenómenos, inerentes ao funcionamento do motor, que fazem variar os seus parâmetros. Como tal, o modelo matemático completo do motor (equações 2.63-2.67) será composto por um conjunto de equações diferenciais não lineares, ou, se a velocidade for constante, tem-se um conjunto de equações lineares, de parâmetros variáveis. Em qualquer dos casos, a sua resolução passa pela via numérica, em que o esforço computacional exigido é, normalmente, elevado. Em alternativa ao modelo anterior, dependendo da precisão pretendida nos resultados, poderão ser utilizados modelos reduzidos do motor, normalmente, de primeira, segunda e terceira ordem (Vas, 1996).

De referir que nos regimes de funcionamento em que é constante a relação entre o valor da tensão de alimentação e da frequência do motor (o fluxo comum é aproximadamente constante) o valor da saturação do respectivo circuito magnético praticamente não varia em regime permanente de funcionamento.

É pertinente referir que estas características correspondem ao funcionamento imposto pela maioria dos actuais sistemas de controlo escalar de accionamentos assíncronos. Este assunto será abordado com mais detalhe no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 3

3.1 Introdução

Neste capítulo far-se-á uma abordagem às principais estratégias de controlo que são actualmente utilizadas, bem como às configurações básicas dos sistemas que as implementam. Naturalmente, haverá uma incidência especial sobre os motores de indução trifásicos. Também será dada ênfase à constituição interna desses sistemas de controlo. A estrutura do presente capítulo é a seguinte:

- Na secção 3.2 é apresentada uma breve resenha histórica dos processos de variação de velocidade em accionamentos electromecânicos.
- Na secção 3.3 são referidos os principais elementos semicondutores utilizados nos actuais conversores estáticos.
- A secção 3.4 refere-se aos modos de funcionamento dos sistemas electromecânicos.
- Na secção 3.5 são indicadas as principais estruturas dos sistemas de controlo actuais, com particular destaque para os conversores de potência utilizados em accionamentos assíncronos.
- A secção 3.6 refere-se às principais estratégias de controlo de motores de indução trifásicos: controlo escalar e vectorial.

3.2 Evolução dos Processos de Variação de Velocidade em Sistemas de Accionamentos Electromecânicos

Até finais da década de 60 do século XX, os sistemas de regulação de velocidade em máquinas eléctricas industriais eram, fundamentalmente, electromecânicos. Havia também alguns sistemas mecânicos complementares, tais como: sistemas de engrenagens; válvulas de controlo (no caso de fluídos); etc. Estes sistemas de regulação, para além de dispendiosos, estavam associados a elevados consumos de energia e exigiam manutenções frequentes.

3.2.1 Sistemas DC

Pela maior versatilidade em aplicações de velocidade variável, até ao início da década de 80 do século passado, as máquinas DC eram usadas numa parte significativa daquelas aplicações. A principal vantagem face aos sistemas AC, está relacionada com o controlo directo do binário.

Genericamente, o binário electromagnético desenvolvido numa máquina eléctrica rotativa é dado por:

$$T_d = k \operatorname{Im}[\mathbf{f}_i \mathbf{f}_I^*] \quad (3.1)$$

sendo: k – factor escalar;

\mathbf{f}_i – fasor espacial f.m.m. indutora;

\mathbf{f}_I – fasor espacial f.m.m. de reacção do induzido.

Controlar o binário desenvolvido implica o controlo daquelas f.m.m.s, o que é relativamente simples no caso de uma máquina DC, graças ao controlo independente do fluxo indutor e da corrente no induzido – motor com excitação independente e motor “shunt”. Este facto torna possível controlar o motor, nos quatro quadrantes de funcionamento, isto é, para os dois sentidos da velocidade é possível colocar a máquina a desenvolver binários motores ou frenantes.

Um dos primeiros sistemas de controlo utilizado em sistemas DC foi o designado por Ward-Leonard: um gerador DC (excitação separada), accionado por uma máquina que lhe impõe velocidade aproximadamente constante (normalmente AC), alimenta o motor DC

(excitação separada) que se pretende controlar. Controlando o valor da tensão na saída do gerador, alterando a sua excitação, controla-se o valor da corrente na armadura (induzido) e respectivo fluxo magnético. No entanto, em termos energéticos, este sistema é pouco eficiente.

No final da década de 1960, surgiram os primeiros conversores estáticos de potência, baseados em rectificadores controlados de silício (tirístores), e que faziam a rectificação directa da tensão alternada da rede de alimentação para tensão DC (Lee).

3.2.2 Sistemas AC

A velocidade de rotação em motores AC é função do nº de pólos e da frequência de alimentação. Este último facto conduziu à implementação dos primeiros sistemas de regulação da velocidade de motores AC.

Durante as décadas de 1950, 60 e 70, a variação da velocidade em motores industriais era conseguida através de geradores síncronos, com ajuste da frequência das tensões de saída. Para o efeito, era utilizado um motor DC como máquina primária, com velocidade regulada por um sistema do tipo Ward-Leonard. Para além de pouco eficiente, em termos energéticos, este sistema obrigava a manutenções frequentes, sendo bastante dispendioso (Lee).

Pela maior complexidade dos fenómenos electromagnéticos que regem o funcionamento das máquinas AC, só na década de 1970, com o desenvolvimento dos semicondutores de potência, controlados com elevadas frequências de comutação, foi possível o crescimento das aplicações AC de velocidade variável e, em particular, a implementação de sistemas de controlo do binário (sobretudo, a partir de meados dos anos 80) (IEEE, 1996).

3.3 Elementos Semicondutores nos Conversores Estáticos de Potência

Os semicondutores de potência são caracterizados por vários parâmetros, sendo de destacar os seguintes (Krishnan, 2001), (Ozpineci et al, 2003):

- Tensão de bloqueio;
- Condutividade térmica;

-
- Resistência no estado de condução;
 - Frequência de comutação : $f_c = \frac{1}{t_{on} + t_{off}}$ (3.2)

sendo:

t_{on} – intervalo de tempo relativo ao estado “on” do sinal de comando;

t_{off} – intervalo de tempo relativo ao estado “off” do sinal de comando.

- Potência total de perdas: $P = f_c (E_1 + E_2)$ (3.3)

sendo:

E_1 - energia de perdas no estado de condução;

E_2 - energia de perdas de comutação, associada à passagem do estado de condução para o estado de bloqueio e vice-versa.

Actualmente, é bem patente que o desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores de silício atingiu os limites das propriedades físicas deste material. Ao mesmo tempo, algumas das exigências das aplicações dos modernos conversores de potência já saem fora do alcance das características desses semicondutores – valores superiores de tensões de bloqueio, frequências de corte, temperaturas de funcionamento, rendimentos, etc. Desta forma, nos últimos anos têm sido investigadas as potencialidades de outros materiais, em particular, o carboneto de silício (SiC), o nitreto de gálio (GaN) - cujas características apresentam alguns obstáculos tecnológicos - e o diamante. Embora este último apresente as melhores características eléctricas (sendo também previsível um custo de fabrico elevado), é a tecnologia dos semicondutores de SiC que está mais desenvolvida e, portanto, a curto/médio prazo parece ser a mais promissora (Ozpineci et al, 2003).

Na tabela seguinte, apresentam-se os valores nominais mais comuns dos semicondutores usados nos conversores de potência actuais (Aníbal et al, 2001).

Tabela 3.1 Interruptores controlados de potência nos modernos conversores estáticos

	BJT	Configuração "Darlington"	MOSFET	IGBT	Tiristor	GTO	MCT
Corrente	500 A	3500 A	50 A	6000 A	10000 A	6000 A	100 A
Tensão	1200 V	1800 V	500 V	1800 V	7000 V	4500 V	600 V
f_c	2-5 kHz	2-10 kHz	50 kHz	50 kHz	500 Hz	3 kHz	20 kHz

Relativamente aos transístores é de referir que os BJT's (*Bipolar Junction Transistors*'s) foram praticamente substituídos pelos MOSFET's (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*'s) e IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*'s) nos actuais conversores de potência.

3.4 Modos de Funcionamento em Sistemas Electromecânicos

Antes de abordar os sistemas de controlo em accionamentos electromecânicos, particularmente os assíncronos, é conveniente focar os modos de operação possíveis, sobre os quais actuam os respectivos sistemas de controlo. Na figura seguinte estão representados os quatro quadrantes relativos a esses funcionamentos.

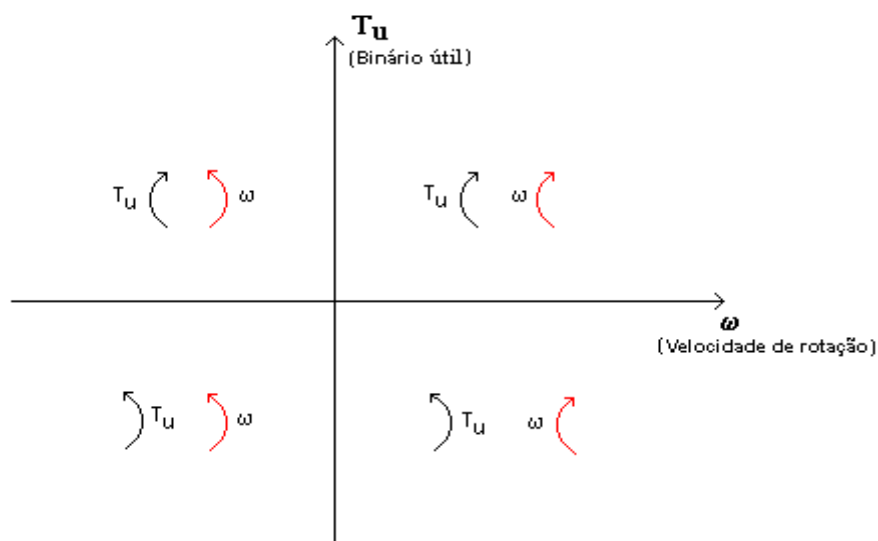


Figura 3.1 Modos de Funcionamento num Sistema Electromecânico

Nos quadrantes I e II, a máquina funciona nos modos de, respectivamente, motor e freio. Considerando a inversão do sentido de rotação, os quadrantes III e IV referem-se ao funcionamento da máquina como motor e freio, respectivamente. No modo de frenagem, a máquina absorve energia mecânica do sistema electromecânico – o binário e a velocidade têm sentidos contrários.

Em muitas situações de frenagem, procura-se a utilização de sistemas que permitam o retorno dessa energia mecânica à rede eléctrica de alimentação do motor (frenagem regenerativa). Nesta situação, a máquina funciona como gerador assíncrono. Desta forma, também este tipo de frenagem contribui para uma utilização mais eficiente da energia nos sistemas electromecânicos.

3.4.1 Principais Tipos de Motores Eléctricos Industriais

Os motores eléctricos mais utilizados em aplicações de controlo de velocidade, são os seguintes (Krishnan, 2001), (LeCoz, 2001):

- **Motores DC:** configurações clássicas (excitação separada, série, “shunt” e “compound”), motores de ímanes permanentes e “brushless” DC.
- **Motores AC:** indução (principalmente, com gaiola de esquilo), síncronos convencionais, síncronos de ímanes permanentes, síncronos de relutância e motores “brushless” AC.
- **Servo-Motores:** motores DC (de ímanes permanentes), motores AC (síncrono de ímanes permanentes e de indução, através de sistemas de controlo vectorial); motores passo-a-passo (motor de relutância variável, ímanes permanentes, híbrido e de disco).

3.5 Estrutura dos Sistemas Electromecânicos Controlados (“Drives”)

A figura seguinte ilustra, de forma detalhada, a estrutura de um sistema de conversão e controlo do fluxo de energia. Salienta-se o facto de muitas aplicações serem controladas em malha aberta, uma vez que os requisitos de controlo não são muito elevados, como é exemplo o controlo da velocidade em bombas ou ventiladores. Com este esquema,

procura-se representar de forma abrangente a constituição de um sistema de controlo (Krishnan, 2001), (Mohan, 2001).

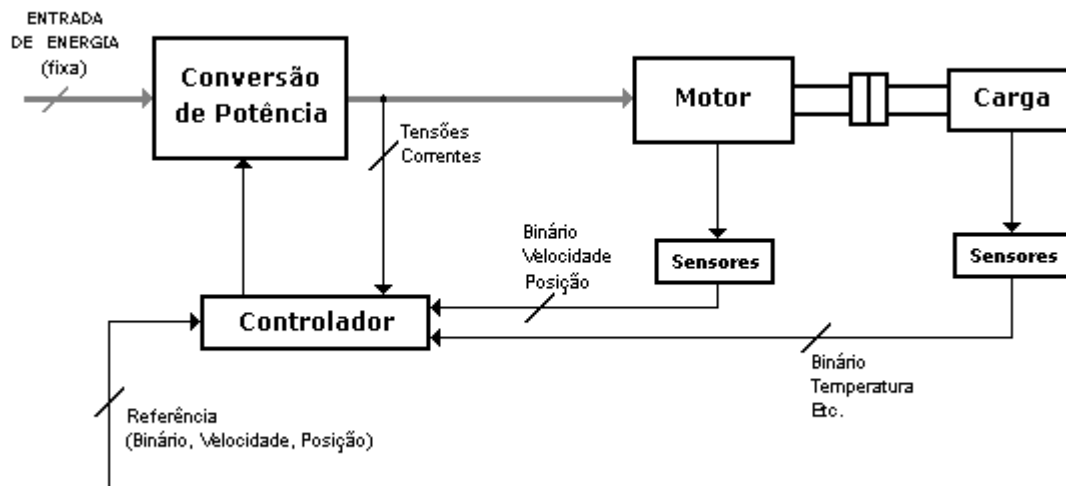


Figura 3.2 Estrutura do sistema de Controlo em Motores Eléctricos

Começa-se por descrever a unidade de conversão de potência, fazendo a distinção entre sistemas DC e AC. Deste modo, nas suas saídas há a considerar:

Em sistemas DC:

- Tensão de alimentação constante;
- Tensão de alimentação de amplitude variável.

Em sistemas AC:

- Frequência constante, tensão regulável em amplitude;
- Frequência e amplitude da tensão reguláveis.

A unidade de conversão de potência é constituída por um ou vários andares de conversores de potência, agrupados nas seguintes categorias:

- Rectificadores controlados (AC-DC) : Entrada em AC (monofásico ou trifásico) e saída controlada em DC, destinada a alimentar máquinas DC ou, no caso de sistemas AC, a entrada do(s) andar(es) inversor(es).

-
- Rectificadores não controlados (AC-DC) : semelhantes aos anteriores - entrada em AC (monofásico ou trifásico) - e saída em DC, com amplitude constante.
 - Inversores (DC-AC) : Entrada em DC e saída com tensões e correntes AC de frequência e fase controladas, destinadas a alimentar máquinas AC.
 - Cicloconversores (AC-AC) : Serão abordados mais à frente.
 - DC-DC.

Todo o processo de transferência de energia é regulado pelo controlador que controla a injeção das tensões e correntes nos circuitos de comando dos semicondutores já referidos, que integram os conversores.

Com efeito, este elemento é o cérebro do sistema da figura 3.2, coordenando e implementando os algoritmos baseados nas várias estratégias de controlo de motores.

Desta forma, procurando detalhar a sua actuação, há a considerar no controlador:

Entrada :

- Grandezas de referência/comando (binário, velocidade, posição, etc).
- Gradientes associados à variação temporal desses parâmetros, garantindo solicitações mecânicas suaves (por exemplo, arranques).
- Medições das grandezas a controlar (binário, velocidade, posição, etc) – malhas de realimentação na figura 3.2.
- Valores instantâneos das tensões, correntes e temperaturas no motor e conversores (neste último caso, haverá também malha de realimentação entre a unidade de conversão de potência e o controlador, na figura 3.2).
- Limites das grandezas físicas presentes (correntes, binários, velocidades, etc).
- Parâmetros associados ao controlo de velocidade e/ou posição. Por exemplo, para controladores do tipo PID, os valores do ganho proporcional (K), e os tempos de integração e derivação.

Saída :

- Tal como referido, os sinais na saída actuam directamente nos circuitos de comando dos elementos constituintes dos conversores, permitindo o controlo das tensões e/ou frequências da alimentação do motor.

Desta forma, a protecção dos conversores de potência, e do próprio motor, pode ser implementada pelo controlador.

Os controladores analógicos têm vindo a ser substituídos por controladores digitais. Microprocessadores, microcontroladores e os processadores digitais de sinal (“DSP”) são os mais utilizados, começando estes últimos a destacar-se.

A este facto não é alheia a utilização generalizada de sistemas AC, em que os processos de controlo são mais complexos do que nos sistemas DC. A implementação dos algoritmos de controlo AC, principalmente no controlo vectorial, exige controladores mais sofisticados, com maiores capacidades de memória e de processamento (desde integrações e cálculos trigonométricos, a mudanças de referenciais, etc.), quando comparados com os controladores de sistemas DC (Trzynadlowski, 1998).

3.5.1 Arquitecturas dos Principais Conversores de Potência

No contexto do estudo realizado nesta dissertação, serão focados os sistemas de controlo AC, em particular nos sistemas assíncronos actualmente utilizados. Procurar-se-á caracterizar a estrutura genérica dos conversores e as diferentes técnicas de controlo.

Em termos da unidade de conversão de potência, há dois tipos distintos a considerar: directa e indirecta.

3.5.1.1 Conversão Directa

A conversão de potência directa (AC/AC) é utilizada em accionamentos assíncronos de elevadas potências (superior a 7,5 MW), com motores em gaiola de esquilo. Considerando unicamente entradas trifásicas, a figura 3.3 representa a estrutura geral de um conversor deste tipo, com apenas uma fase na saída.

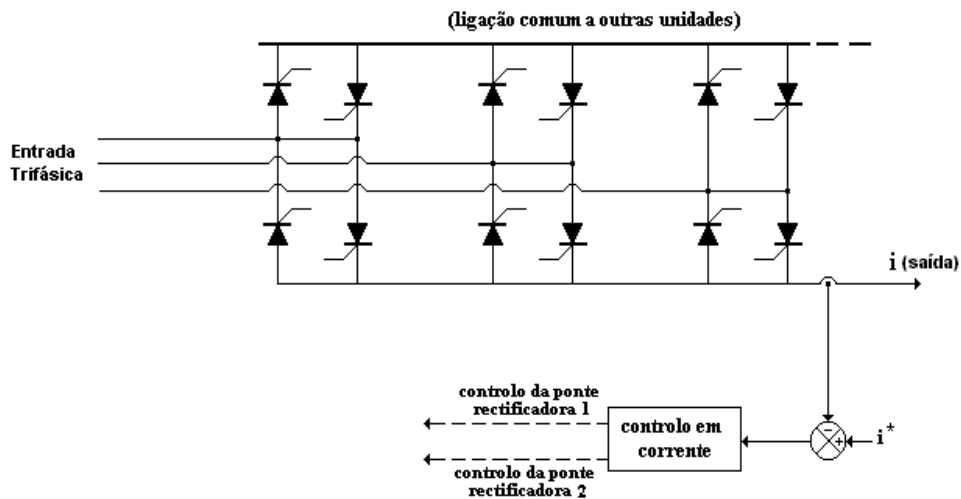


Figura 3.3 Estrutura de um cicloconversor (por fase)

Os cicloconversores trifásicos têm incluídas três estruturas semelhantes à da figura anterior, uma para cada fase de alimentação do motor. Para a alimentação das respectivas entradas são usados transformadores especiais, compostos por três enrolamentos secundários trifásicos. Essencialmente, a estrutura anterior é composta por duas pontes retificadoras em anti-paralelo, cujos circuitos de disparo ou comando são controlados de forma independente. Desta forma, torna-se possível o funcionamento em modo regenerativo.

De referir também que a constituição destes conversores se baseia em tirístores convencionais (de comutação natural), o que limita bastante o seu custo (Leonhard, 1997).

Tal como se verifica na figura 3.3, o controlo nestes conversores é feito em corrente. A frequência do sinal de comando da corrente i^* , na figura 3.3, é de valor reduzido pelo que a frequência de alimentação do motor será limitada. Desta forma, a distorção na forma sinusoidal das tensões de saída é menor. A sua gama de aplicações cinge-se às baixas velocidades: nos cicloconversores trifásicos, a frequência de saída (f_s) está compreendida no intervalo (Leonhard, 1997), (Krishnan, 2001):

$$0 \leq f_s \leq 0,33f_a \quad (3.4)$$

com:

f_a - frequência de alimentação (entrada)

Para valores de frequências mais elevados recorre-se à conversão indirecta.

3.5.1.2 Conversão Indirecta

Na figura 3.4 está representada a configuração típica de uma unidade de conversão de potência do tipo indirecto.

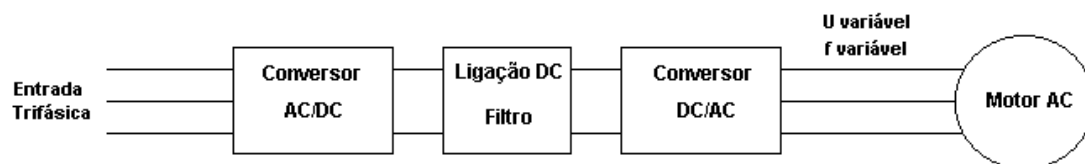


Figura 3.4 Unidade de Conversão de Potência (sistemas trifásicos)

É de salientar o carácter genérico desta estrutura. Com efeito, qualquer “bloco” associado à conversão de potência do tipo indirecto tem um andar conversor de entrada e um andar conversor de saída, os quais estão ligados por um andar intermédio de armazenamento de energia pelo que, em termos instantâneos, a energia à entrada do sistema não é igual à energia na saída. A frequência na saída é independente da frequência na entrada.

❑ Conversor Fonte de Tensão

Esta configuração é utilizada no controlo de motores AC, sobretudo nas gamas de pequenas e médias potências (Leonhard, 1997), (Krishnan, 2001).

A figura 3.5 apresenta a estrutura fundamental de um conversor fonte de tensão.

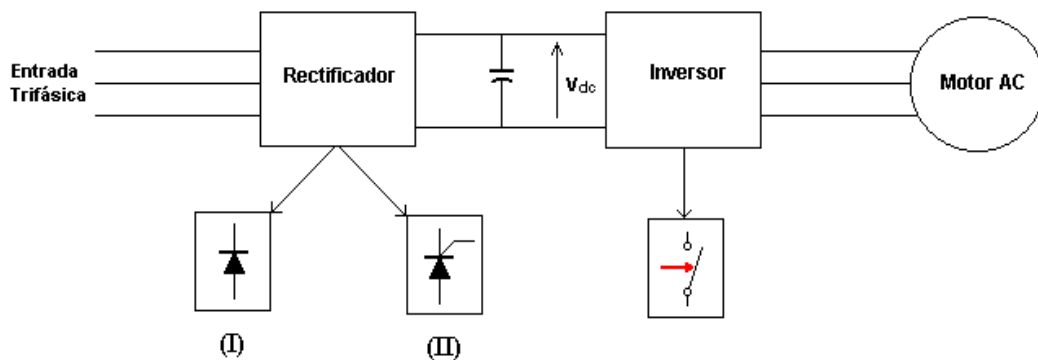


Figura 3.5 Conversor Fonte de Tensão

O condensador da figura filtra a tensão de “ripple” à saída do andar rectificador, garantindo um valor praticamente constante da tensão à entrada do inversor (V_{dc}).

Como se observa, existem duas variantes no **andar rectificador**.

Na rectificação não controlada (I), a tensão na entrada do inversor é fixa, pelo que a amplitude e frequência da tensão de saída são controladas no próprio inversor. Embora com a rectificação não controlada o factor de potência na entrada seja próximo da unidade, nas aplicações de potências elevadas, não é possível ter o sistema a funcionar no modo de recuperação de energia, de forma continuada. No entanto, situações há, nomeadamente nas baixas potências, em que a regeneração energética pode ser feita através da colocação, em paralelo, de uma resistência na entrada do inversor. Desta forma, a energia regenerativa (sob a forma eléctrica) é dissipada nessa resistência.

Este sistema funciona essencialmente nos quadrantes I e III (figura 3.1).

Com a rectificação controlada (II), a tensão na entrada do andar inversor é ajustável. A generalidade destes rectificadores é composta por tiristores (elementos de comutação natural). Deste modo, o valor da tensão contínua na sua saída é conseguido através do controlo de fase das tensões na entrada (rede de alimentação): os tiristores entram em modo de condução em função do instante em que a tensão de alimentação (em princípio sinusoidal) atinge determinados valores – *ângulo de disparo*. Assim, em cada elemento só há passagem de corrente durante apenas uma fracção do período da tensão – *ângulo de condução*.

Ao invés do caso anterior, o factor de potência da entrada é baixo, sobretudo para tensões não muito elevadas.

A figura seguinte ilustra as configurações típicas dos andares rectificadores descritos.

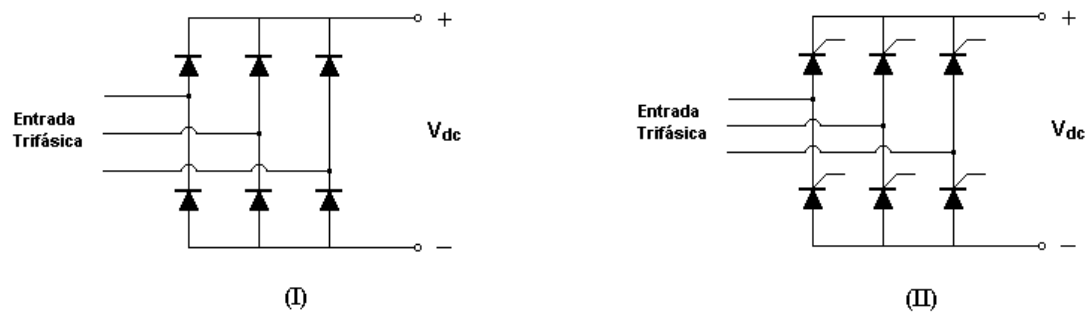


Figura 3.6 Configurações gerais de rectificadores trifásicos: não controlado (I) e controlado (II)

Quanto ao **andar inversor**, a sua constituição assenta em elementos semicondutores de potência, com comutação forçada (anteriormente referidos). Como será abordado posteriormente, graças às elevadas frequências de comutação, bem como os crescentes valores nominais associados, foi possível alargar o domínio de aplicação dos motores AC, com ênfase para os motores de indução trifásicos, através da utilização de técnicas de modulação de tensões e correntes na alimentação.

A título de exemplo, a figura seguinte representa a estrutura genérica dos inversores que integram os conversores fonte de tensão (as setas referem-se a interruptores controlados, isto é, dispositivos semicondutores com comutação forçada).

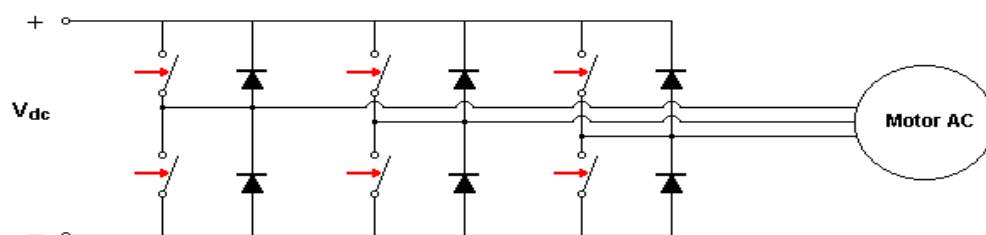


Figura 3.7 Configuração do andar inversor em motores de indução trifásicos

A utilização de conversores de potência é fonte de poluição harmónica, quer a montante, quer a jusante dos mesmos. Embora se vá analisar este assunto com mais detalhe, julga-se pertinente referir, neste ponto, a inclusão de andares rectificadores com comutação forçada, semelhantes aos inversores descritos. Através das técnicas de modulação mencionadas, torna-se possível controlar a forma de onda das correntes na entrada do conversor, procurando manter a forma sinusoidal, limitando assim a injeção de harmónicos de corrente na rede de alimentação, o que, como se sabe, constitui um dos principais inconvenientes na utilização destes dispositivos. Por outro lado, é também possível limitar os esfasamentos entre a tensão da rede de alimentação e as componentes fundamentais das ondas de corrente assim moduladas. Em consequência, o factor de potência na entrada do conversor aproxima-se da unidade, isto é, a energia reactiva trocada entre a rede, e esta “carga”, vem muito diminuída (Leonhard, 1997).

❑ Funcionamento em Modo Regenerativo

Num conversor com a estrutura da figura 3.4, com um sistema de rectificação semelhante ao representado na figura 3.6 (II), a polaridade da tensão no andar DC (V_{dc}) é invariável, podendo, no entanto, variar em amplitude. Este facto deve-se à estrutura do andar inversor, de acordo com a figura 3.7. Com efeito, é de referir que cada interruptor controlado, e respectivo diódo, são colocados em antiparalelo.

Considerando um sistema de eixos associado a V_{dc} e I_{dc} , o funcionamento em modo regenerativo implica um conversor que funcione em dois quadrantes, relativamente ao sistema de eixos (V_{dc} , I_{dc}). Como consequência, o funcionamento regenerativo é caracterizado pela inversão do sentido da corrente I_{dc} – na entrada do inversor tem-se uma potência de sinal negativo, isto é, o sentido da conversão de energia é inverso ao do modo de funcionamento como motor. Como tal, é necessária uma outra configuração para permitir o funcionamento do sistema nos quadrantes II e IV (figura 3.1).

A inclusão de um conversor controlado em antiparalelo com o rectificador do andar de entrada permite ao sistema electromecânico a possibilidade de funcionar nos quatro quadrantes da figura 3.1. Com efeito, no modo regenerativo, o conversor referido funciona como inversor, permitindo a injeção da energia mecânica absorvida, agora sob a forma

eléctrica, na própria rede de alimentação - a máquina funciona como gerador (Krishnan, 2001).

A configuração descrita é apresentada na figura seguinte.

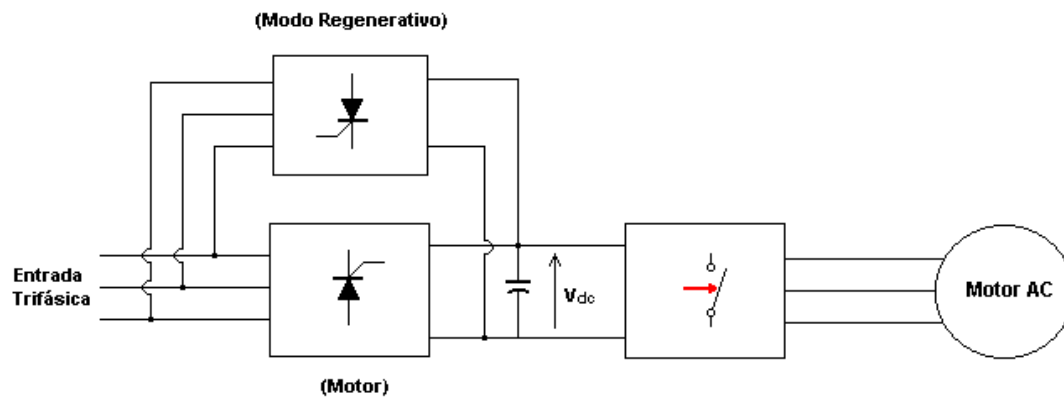


Figura 3.8 Conversor fonte de tensão com capacidade de funcionamento em modo regenerativo

□ Conversor Fonte de Tensão com Regulação de Corrente

Os conversores fonte de tensão permitem controlar a amplitude e frequência das tensões de alimentação do motor. No entanto, nos sistemas electromecânicos em que se pretendem respostas com características dinâmicas exigentes, o controlo do binário é fundamental. Dessa forma, a alimentação do motor é controlada em corrente.

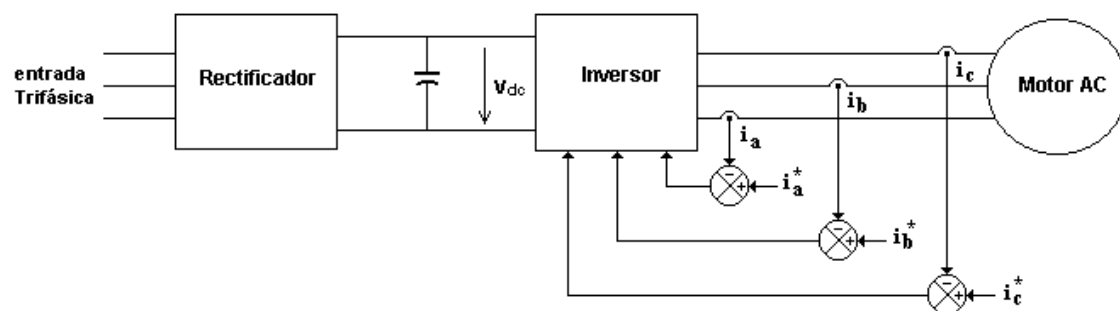


Figura 3.9 Conversor fonte de tensão com regulação em corrente

A estrutura ilustrada na figura 3.9 é semelhante à dos conversores fonte de tensão: a entrada dos inversores é controlada em tensão (V_{dc}). No entanto, o seu circuito de comando é controlado pela diferença entre os valores instantâneos das correntes pretendidas em cada fase ($i_{a,b,c}^*$) e os valores reais dessas mesmas correntes.

A tabela seguinte, refere-se à constituição, e respectiva aplicação, de conversores fonte de tensão (Leonhard, 1997).

Tabela 3.2 Conversores fonte de tensão em motores de indução do tipo gaiola de esquilo

Conversores Fonte de Tensão – (constituição e características)	
Andar Inversor: Transístores (IGBT)	Andar Inversor: Tiristores (GTO)
<p>Baixa/Média potência (≤ 500 kW)</p> <p>- velocidades elevadas, aplicações com altos desempenhos dinâmicos</p> <p>Ex.: servo-mecanismos</p>	<p>Média/Elevada potência (≤ 2 MW)</p> <p>- bons desempenhos dinâmicos</p> <p>Ex.: aplicações em tracção eléctrica</p>

❑ Conversor Fonte de Corrente

Este tipo de conversores é utilizado em gamas de potência média e elevada, a partir de 500 kW. A figura 3.10 representa uma das suas configurações básicas (Leonhard, 1997).

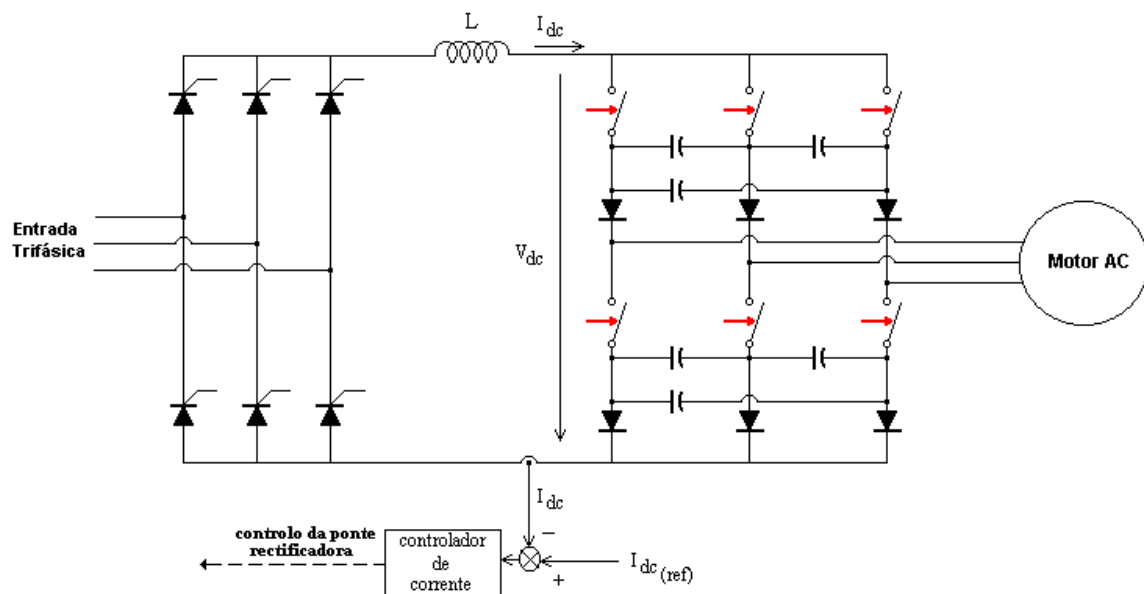


Figura 3.10 Estrutura do conversor fonte de corrente

O andar de entrada é semelhante ao dos conversores anteriores – rectificador controlado com comutação natural.

A indutância de ligação entre os dois andares, de valor elevado, funciona como um filtro “passa-baixo”, a qual, juntamente com o anel de realimentação associado a I_{dc} , permite controlar e manter aproximadamente constante o valor daquela corrente. Deste modo, é possível admitir que o andar inversor na figura 3.10 é alimentado por uma fonte de corrente. A estrutura do andar inversor é mais complexa do que no caso anterior, uma vez que, para além dos elementos com comutação forçada, é necessária a existência de um conjunto de condensadores auxiliares de comutação.

Esta configuração permite o funcionamento do motor no modo de funcionamento regenerativo, sem necessidade de recorrer a circuitos adicionais: ao nível da ligação DC, a tensão V_{dc} , à entrada do inversor, varia entre valores positivos e negativos, consoante a máquina funcionar como motor ou gerador. A corrente I_{dc} mantém sempre o mesmo sentido, pelo que não são necessárias estruturas adicionais.

Como foi referido, o binário electromagnético desenvolvido está relacionado com as correntes que circulam no interior da máquina. Uma vez que a sua entrada é controlada em corrente, com estes inversores é possível um controlo apurado no binário desenvolvido, o que os torna mais indicados para aplicações mais exigentes do ponto de vista dinâmico.

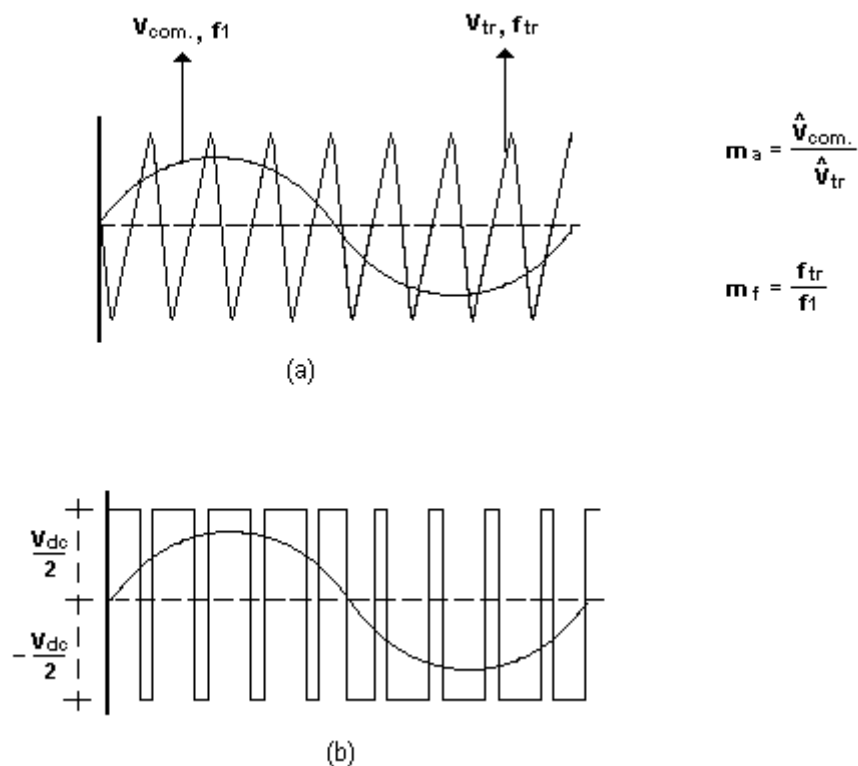
Também neste caso, a comutação no andar inversor é, em muitos casos, implementada através de técnicas de modulação, permitindo controlar a presença de harmónicos de corrente de ordem elevada no motor e correspondentes acréscimos de perdas.

Tabela 3.3 Conversores fonte de corrente em motores de indução do tipo gaiola de esquilo (Leonhard, 1997).

Conversores Fonte de Corrente – (constituição e características)
<u>Andar Inversor:</u> Tiristores (GTO)
<p>Média/Elevada potência (≤ 4 MW)</p> <p>- velocidades elevadas, aplicações com altos desempenhos dinâmicos</p> <p>Ex.: servo-mecanismos</p>

3.5.1.3 Formas de Onda na Saída dos Inversores – Ondas Moduladas

Na generalidade dos actuais conversores de potência indirectos (fonte de tensão), as tensões e correntes de saída são obtidas através da modulação da largura de impulsos (“Pulse Width Modulation”). Como tal, são abordados em seguida os conceitos fundamentais desta técnica, concretamente na modulação de ondas de tensão, dado que na gama de potências considerada no estudo desta dissertação, nas aplicações onde a alimentação é feita através de conversores de potência, são utilizados conversores do tipo fonte de tensão. A figura 3.11 ilustra uma dessas técnicas (onda triangular-onda sinusoidal), referindo-se a uma única fase.



(a) – portadora e sinal de controlo.

(b) – tensão de alimentação do motor (por fase) e respectiva componente de 1ª ordem.

m_a : índice de modulação de amplitude

m_f : índice de modulação de frequência

Figura 3.11 Tensão de alimentação modulada - PWM (onda triangular)

A onda triangular (portadora) é comparada com uma sinusóide (sinal de comando) cuja frequência f_1 (frequência de modulação) é a pretendida na saída do inversor, para a componente fundamental. A relação entre a frequência da onda triangular (f_{tr}) e da sinusóide de controlo (f_1) define a frequência de comutação dos elementos semicondutores do inversor. Em geral, o valor da amplitude e frequência do sinal portador são mantidos constantes.

Desta forma, a forma de onda da tensão na saída do inversor é a indicada na figura 3.11 (b).

Nos inversores trifásicos, os sinais de comando são semelhantes ao indicado na figura 3.11(a); haverá agora três sinusóides com a mesma frequência, esfasadas de 120° entre si, e que constituem os sinais de comando.

A relação das amplitudes dos sinais de comando e portador, representados na figura 3.12 (a), é característica da modulação linear ($m_a < 1$). Como se pode observar, a amplitude em (b) está relacionada com a tensão V_{dc} à entrada do andar inversor. O valor máximo (V_{max}) da componente fundamental da tensão na saída do inversor varia linearmente com m_a :

$$V_{max} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.5)$$

Tomando como referência uma onda triangular com amplitude e frequência fixados, o valor de m_a determina a amplitude da componente fundamental da tensão na saída do inversor; a sua frequência é determinada pelo valor de m_f .

Através da análise de Fourier verifica-se que as frequências dos harmónicos associados ao sinal (b) da figura anterior serão da forma:

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1, \quad j, k \in \mathbb{N}^0 \quad (3.6)$$

em que, para valores ímpares de j apenas existem harmónicos para valores pares de k , e vice-versa.

Se o valor de m_f for inteiro e ímpar, a análise espectral da tensão de saída em cada fase, adquire características particulares: o sinal de tensão é ímpar e apresenta simetria de meia onda em relação à origem temporal considerada na figura 3.11(b). Assim sendo, por ser

ímpar, a respectiva série de Fourier apenas contém componentes em "seno" e, por ter simetria de meia onda, apenas existem termos ímpares.

A ordem dos harmónicos mais relevantes está situada na vizinhança de $j m_p$, visto a amplitude daqueles diminuir à medida que k aumenta. Assim, a utilização de valores de m_f elevados elimina os harmónicos de frequências baixas na tensão de saída, o que se torna vantajoso dado que a filtragem de harmónicos de altas frequências não acarreta as dificuldades que se verificam nas baixas frequências (Mohan et al, 1995).

Na saída dos conversores trifásicos haverá a considerar tensões simples e compostas. Quanto às primeiras, no que diz respeito às componentes harmónicas, aplicam-se as considerações anteriores. Havendo um esfasamento temporal de 120° entre as tensões em cada fase, se m_f for ímpar e múltiplo de três, alguns dos harmónicos existentes nas tensões simples são eliminados, concretamente, os de ordem m_f e seus múltiplos ímpares (Mohan et al, 1995).

Também as indutâncias do próprio motor permitem limitar as correntes associadas aos harmónicos de tensão de ordens elevadas, bem como os binários pulsantes associados. No inversor, as elevadas frequências de comutação provocam acréscimos nas perdas de comutação.

□ Modulação de fasores espaciais

Nesta secção apresenta-se uma variante da modulação da secção anterior, cuja aplicação tem vindo a aumentar, e que apresenta um conjunto de vantagens relativamente aquela. Nomeadamente em sistemas de controlo mais exigentes, como o controlo vectorial, esta técnica de modulação é vulgarmente utilizada.

Considere-se a estrutura do inversor da figura 3.7. Os circuitos de comando dos dois interruptores controlados de cada fase são comandados através de lógica complementar, isto é, nunca são colocados no mesmo estado de funcionamento. Sendo assim, o número de combinações possível nos estados de funcionamento dos dispositivos referidos é de $2^3=8$, havendo duas combinações que correspondem a fasores nulos. Desta forma, cada um desses estados é caracterizado por um conjunto de três tensões simples, função de V_{dc} , associadas às respectivas fases de alimentação do motor e cuja representação, através do método dos fasores espaciais, é indicada na figura seguinte.

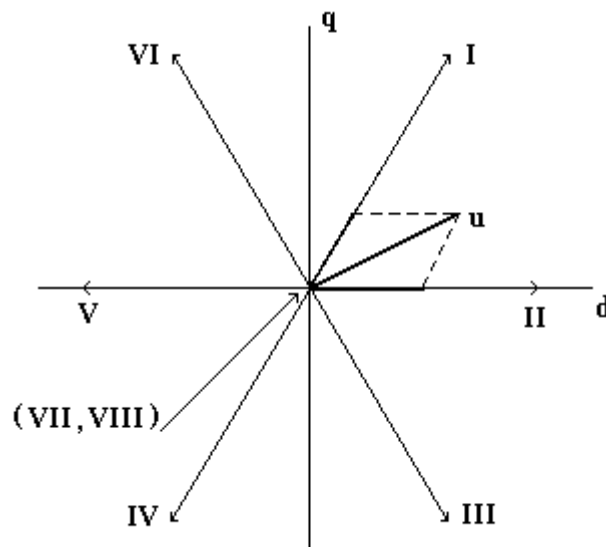


Figura 3.12 Modulação de fasores espaciais - inversor trifásico

O módulo dos fasores, resultantes das várias combinações de estados, é igual a $2/3V_{dc}$, exceptuando as duas combinações para as quais os valores das tensões simples em cada fase são nulos (VII e VIII). Naturalmente, cada um destes fasores está associado ao período (I) de duração da respectiva combinação de estados. Na figura 3.12 está também indicada a forma como são geradas as tensões de alimentação: sendo **u** o fasor espacial tensão pretendido, a sua determinação é feita através dos dois fasores que se encontram mais próximos (figura 3.12). O fasor tensão **u** é composto por duas componentes, segundo as direcções daqueles fasores; a sua obtenção é conseguida através da aplicação dos fasores I e II (não em simultâneo, dado que nunca coexistem), em que os intervalos de tempo de aplicação serão função das respectivas projecções do fasor pretendido.

Relativamente ao método apresentado na secção anterior, há a salientar as seguintes vantagens:

- Não existe sinal portador.
- O espectro das tensões obtidas é constituído por harmónicos com frequências mais elevadas, com as vantagens mencionadas na secção anterior.
- Para a mesma frequência de comutação, as respectivas perdas vêm diminuídas.
- Valores da tensão de alimentação mais elevados, com “ripples” menores.
- Maiores valores de binário, com rendimentos mais elevados.

3.6 Estratégias de Controlo

Os sistemas de controlo de accionamentos electromecânicos assentam em estratégias que, dependendo da aplicação, visam controlar a velocidade de rotação, o binário desenvolvido, os fluxos magnéticos e a posição do rotor (servomecanismos).

Dependendo das exigências dinâmicas envolvidas, os sistemas e estratégias de controlo apresentarão complexidades distintas:

- Em aplicações onde é pretendido o controlo de velocidade, sem que a resposta dinâmica do sistema seja relevante, bem como a sua precisão, os sistemas de controlo baseiam-se apenas nos modelos da máquina em regime permanente. Desta forma, apenas os valores das amplitudes e frequência das grandezas electromagnéticas da máquina são alvo de controlo. Por este motivo, estes sistemas denominam-se de **controlo escalar**.
- Nas aplicações com características dinâmicas elevadas, o controlo do binário é essencial. No caso dos sistemas AC, para além de controlar as suas amplitudes, é também necessário actuar na posição espacial relativa das grandezas electromagnéticas presentes na máquina. Como tal, a implementação destes sistemas de controlo baseia-se em modelos dinâmicos da máquina, sendo desse modo mais complexa do que as anteriores. Estas estratégias de controlo constituem o chamado **controlo vectorial**.

3.6.1 Controlo Escalar

Essencialmente, o controlo é feito ao nível da velocidade do sistema, através da variação da amplitude e frequência das tensões de alimentação (componente fundamental). A tensão na saída do inversor é normalmente modulada em PWM.

Considere-se o esquema equivalente da máquina de indução em “T”, para regimes permanentes e sinusoidais, simétricos e equilibrados (figura 3.14).

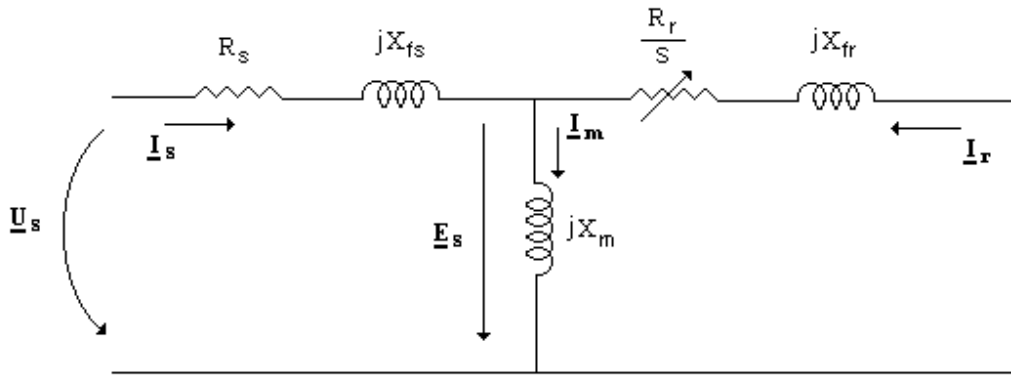


Figura 3.13 Esquema equivalente do motor de indução trifásico

Considerando o regime de funcionamento puramente sinusoidal, ou, em alternativa, a componente fundamental da tensão de alimentação, o valor eficaz da f.e.m. induzida num enrolamento do estator é dado por:

$$E_s = 4,44Nf\phi_{\max} \quad (3.7)$$

N - número efectivo de espiras série numa fase do enrolamento do estator.

f - frequência de alimentação.

ϕ_{\max} - valor máximo do fluxo no entreferro.

Se a relação E_s/f não variar, o valor máximo do fluxo magnético no entreferro é constante e, desse modo, o valor máximo do binário electromagnético desenvolvido mantém-se aproximadamente constante.

3.6.1.1 Fluxo Constante (U/f constante)

Por ser amplamente divulgado, sobretudo em sistemas que não impõem grandes exigências dinâmicas, trata-se, em seguida, com algum detalhe, esta metodologia de controlo.

A expressão anterior, associada ao fluxo no entreferro constante, pode ser aproximada, a menos da queda de tensão interna numa fase do estator, pela relação $U_s / f = \text{constante}$.

Claro que, desta forma o fluxo será apenas aproximadamente constante. Com efeito, da figura 3.14, tem-se:

$$\underline{U}_s = (R_s + jX_{fs})\underline{I}_s - \underline{E}_s = R_s \underline{I}_s + j\omega_s(l_{fs}\underline{I}_s + N\underline{\phi}_m) \quad (3.8)$$

sendo: $\underline{\phi}_m$ – fasor fluxo magnético no entreferro.

l_{fs} – indutância de fugas do estator.

Para um valor fixo do fluxo no entreferro, a figura seguinte apresenta, de forma esquemática, a relação entre o valor eficaz da tensão e a frequência de alimentação, para três valores da corrente absorvida (Krishnan, 2001).

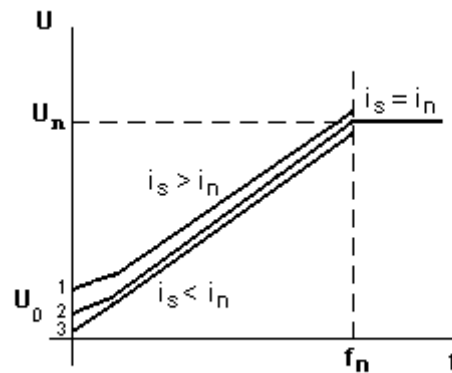


Figura 3.14 Relação tensão/frequência para diferentes valores de corrente absorvida

Na figura anterior é visível que em virtude da queda de tensão no estator, a relação U_s / f tem que ser ajustada em função da frequência e da corrente absorvida, uma vez que a impedância de cada fase do estator é também dependente da frequência. Desta forma têm-se valores diferentes para a tensão de “offset” ($U_{0(1,2,3)}$).

3.6.1.2 Funcionamento na Zona de Enfraquecimento do Campo

Na figura 3.14 estão representadas duas zonas distintas de funcionamento do motor, relativamente aos valores do fluxo magnético principal. Com efeito, a zona de

funcionamento anteriormente descrita, caracterizada pela relação $U_s/f = \text{constante}$, é limitada pelos valores $U=U_n$ e $f=f_n$. De facto, valores da tensão de alimentação acima dos nominais são um esforço acrescido para o motor, nomeadamente, para os seus isolantes. Assim, para velocidades superiores a $\omega_n=2\pi f_n$, o fluxo principal da máquina decresce, tanto mais quanto o aumento da velocidade pretendido. Em consequência, o valor do binário máximo também decresce, o que evidencia uma característica importante neste tipo de motores: na zona de enfraquecimento do campo, o binário desenvolvido tende a variar de forma inversa com a velocidade, pelo que a potência mecânica na saída do motor será aproximadamente constante, sobretudo para deslizamentos baixos. De facto, veja-se o seguinte: desprezando a queda de tensão estatórica, tem-se:

$$T_{el} = \frac{P_m}{(1-s)\omega_s} = 3p \frac{R_r}{s\omega_s} \frac{U_{sn}^2}{(R_r/s)^2 + X_{fr}^2} \cong 3p \frac{R_r}{s} N\phi \frac{U_{sn}}{(R_r/s)^2 + X_{fr}^2} \quad (3.9)$$

$$P_m \cong 3p \frac{R_r}{s} N\phi \omega_s \frac{U_{sn}}{(R_r/s)^2 + X_{fr}^2} (1-s) \quad (3.10)$$

sendo: P_m - potência mecânica na saída (de acordo com as considerações efectuadas no capítulo 2, as perdas “não Joule” estão também incluídas, embora constituam uma pequena parte, atendendo aos valores reduzidos dos deslizamentos considerados).

$N\phi \cong U_{sn} / \omega_s$ – valor eficaz do fluxo magnético principal.

Embora a expressão de P_m seja uma aproximação, é bem visível a tendência “natural” para aquele valor se manter constante, nos motores de indução.

3.6.1.3 Controlo de velocidade

Os sistemas de controlo de velocidade podem ser implementados de duas formas distintas: em malha aberta ou malha fechada. Como é óbvio, o sistema em malha fechada terá uma capacidade de resposta dinâmica superior (maior largura de banda).

❑ Malha Aberta

Nas aplicações em que não é necessário um controlo preciso da velocidade, é utilizado um esquema semelhante ao da figura 3.15, com um conversor fonte de tensão (Krishnan, 2001).

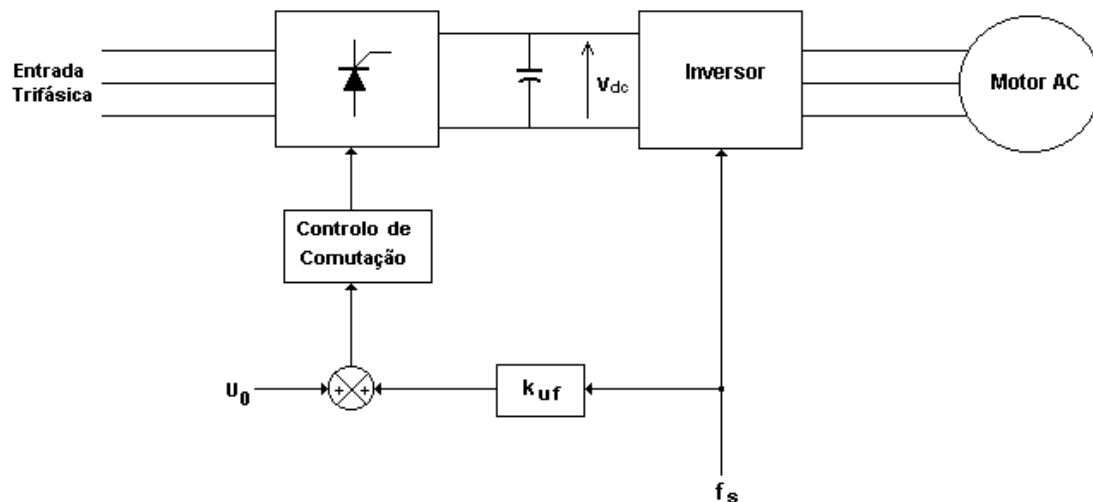


Figura 3.15 Controlo U/f em malha aberta

Como se pode observar, a tensão DC na entrada do inversor é controlada de forma a que, em função da frequência de comando, a sua saída seja ditada pela relação da figura 3.14; o controlo da tensão DC é efectuado através do valor eficaz pretendido na tensão à saída do inversor.

Com esta configuração apenas se controla o valor da frequência do estator. Não sendo conhecido o valor da velocidade de rotação mecânica, há o risco do motor funcionar na zona instável da sua característica mecânica.

❑ Malha Fechada

O esquema da figura seguinte representa a estrutura do sistema de controlo de velocidade em malha fechada (Krishnan, 2001), (Slemon, 1992).

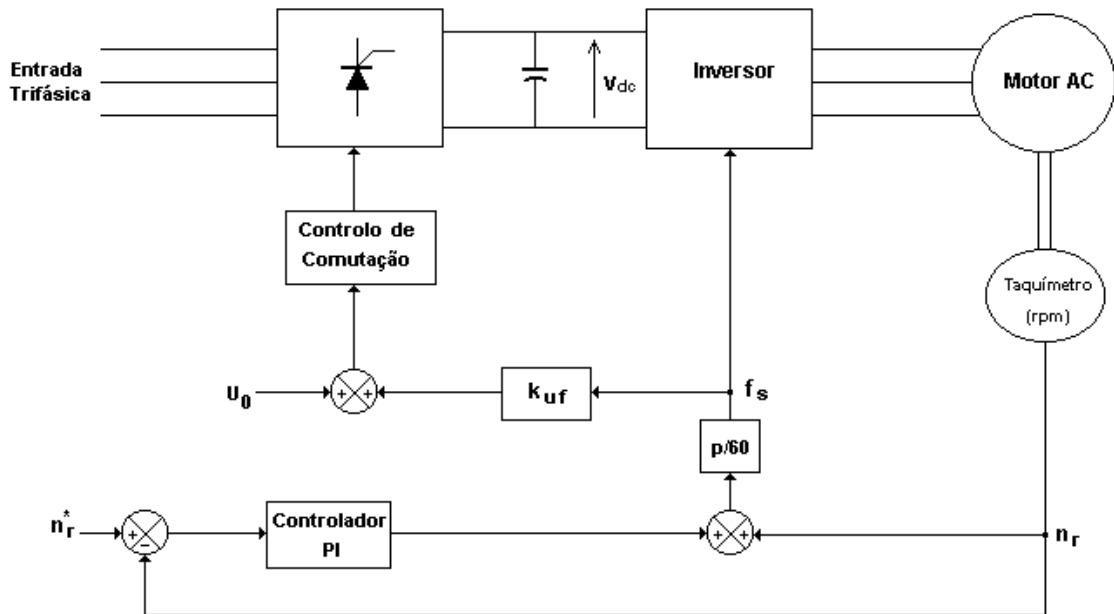


Figura 3.16 Controle U/f em malha fechada

Agora, o sinal relativo à frequência de comando é ajustado também em função da velocidade do rotor do motor (n_r). Esse sinal de comando é obtido em função do erro de velocidade, $n_r^* - n_r$, sendo adicionado ao valor da velocidade do rotor. Desta forma, a velocidade pretendida é próxima da nova velocidade de sincronismo, garantindo o funcionamento com baixos deslizamentos.

O controlador PI surge como complemento à estrutura de base do controle U/f em malha fechada (obviamente, haverá a considerar outros elementos complementares). A sua acção levará a que, em regime permanente, a diferença $n_r^* - n_r$ tenderá a anular-se.

Pelas razões apontadas anteriormente, é também fundamental garantir um valor limite para $n_r^* - n_r$. Desta forma, garante-se o funcionamento do motor na zona linear da sua característica mecânica e a transição de n_r para n_r^* é feita de forma controlada.

3.6.1.4 Controle escalar de binário

A implementação desta estratégia de controle é mais complexa do que as anteriores. No sentido de clarificar a filosofia de controle subjacente, faz-se nova referência ao modelo da figura 3.13.

A expressão do binário electromagnético desenvolvido em regime permanente é dada por:

$$T_{el} = 3pR_r \frac{E_s^2}{\omega_s^2} \frac{\omega_{dl}}{R_r^2 + \omega_{dl}^2 l_{fr}^2} \quad (3.11)$$

sendo:

p - nº de pares de pólos.

R_r - resistência equivalente do rotor referida ao estator (por fase)

l_{fr} - indutância de fugas do rotor referida ao estator (por fase)

E_s - f.e.m. induzida numa fase do enrolamento do rotor, referida ao estator.

ω_s - velocidade de sincronismo.

ω_{dl} - velocidade associada ao deslizamento ($\omega_{dl} = \omega_s - \omega_r$)

Aqui residem as principais considerações relativas ao controlo do binário nos sistemas escalares: mantendo constante o fluxo no entreferro da máquina, o binário desenvolvido será função apenas do valor do deslizamento; controlando este último fica determinado o binário electromagnético desenvolvido, para regimes permanentes de funcionamento.

Sendo constante o valor máximo do fluxo magnético, o binário varia de forma não linear com o deslizamento. No entanto, repare-se que nas zonas de funcionamento com baixos deslizamentos, a expressão anterior é aproximada por:

$$T_{el} \approx 3p \frac{E_s^2}{\omega_s^2} \frac{\omega_{dl}}{R_r} \quad (3.12)$$

Ou seja, o binário apresenta uma evolução praticamente linear com ω_{dl} .

Importa analisar mais profundamente o funcionamento do motor, mantendo constante o valor máximo do fluxo magnético. A relação $U/f = \text{const.}$ é uma forma aproximada de garantir a condição anterior, e cuja validade é tanto mais comprometida quanto menor é a velocidade de funcionamento, em particular, nos motores pequenos, onde o valor de R_s é mais elevado.

Não considerando a existência de saturação no circuito magnético principal, o fluxo magnético no entreferro varia linearmente com a corrente de magnetização (I_m). Do esquema equivalente da figura 3.13, tem-se que o valor eficaz da corrente absorvida em cada fase é dada por:

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad (3.13)$$

Da disposição dos dois ramos em paralelo tem-se:

$$I_m X_m = I_r \sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_{fr}^2} \quad \Leftrightarrow \quad I_m \omega_{dl} L_m = I_r \sqrt{R_r^2 + \omega_{dl}^2 L_{fr}^2} \quad (3.14)$$

$$I_r^2 = I_m^2 \frac{\omega_{dl}^2 L_m^2}{R_r^2 + \omega_{dl}^2 L_{fr}^2} \quad (3.15)$$

substituindo em (3.13), obtém-se:

$$I_s = I_m \sqrt{1 + \frac{\omega_{dl}^2 L_m^2}{R_r^2 + \omega_{dl}^2 L_{fr}^2}} \quad (3.16)$$

Esta última expressão estará associada à implementação do sistema de controlo quando se pretende controlar o binário e velocidade. Veja-se que, mantendo constante o valor de I_m , e, portanto, o fluxo magnético principal, tem-se de facto $I_s = f(\omega_{dl})$.

Na figura seguinte é apresentada uma implementação possível para o controlo escalar do binário (Krishnan, 2001).

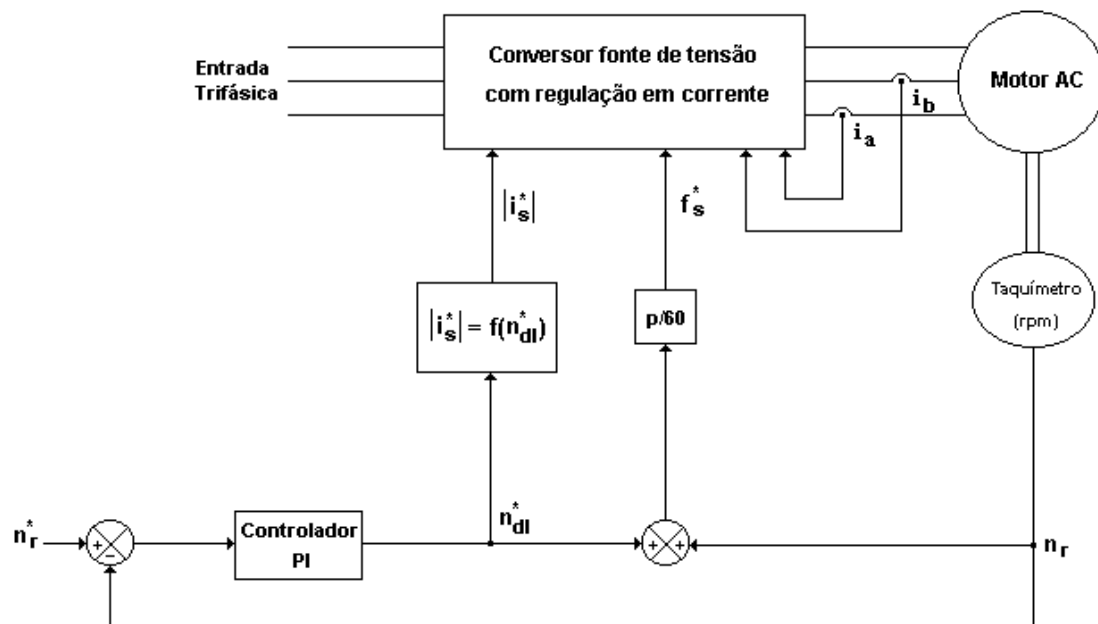


Figura 3.17 Controle escalar do binário

Há duas questões importantes a considerar na aplicação desta estratégia e que merecem ser referidas: o controlo do fluxo magnético e a variação dos parâmetros do motor com o seu funcionamento.

Relativamente ao fluxo magnético, a relação linear entre este e a corrente de magnetização I_m apenas se verifica na ausência de saturação. Encontrando-se o circuito magnético principal saturado, o controlo do fluxo magnético complica-se. Desta forma, é vulgar a colocação de um sensor no motor, de forma a ser possível conhecer o valor real do fluxo magnético e, dessa forma proceder ao controlo do seu valor. Assim, compreende-se que a aplicação desta estratégia exija ter o motor controlado em corrente (figura 3.17). (Krishnan, 2001)

A expressão 3.11 evidencia a dependência do êxito dos sistemas de controlo escalar de binário sobre alguns dos parâmetros do motor, mais concretamente, R_r e l_{lr} .

O efeito pelicular rotórico e os fenómenos de saturação ao longo dos trajectos dos fluxos de fugas provocam alterações nos valores de R_r e l_{lr} . A questão da variação dos parâmetros do motor é particularmente importante nos sistemas de controlo, principalmente quando são pretendidos elevados desempenhos dinâmicos, uma vez que as constantes de tempo electromagnéticas são função desses mesmos parâmetros. Nos sistemas de controlo apresentados na secção seguinte, a influência da variação dos parâmetros do motor faz-se sentir de forma ainda mais intensa. Voltar-se-á então a este assunto.

3.6.2 Controlo Vectorial – Controlo por Orientação de Campo

No domínio do controlo vectorial existem diversas variantes, sendo o método mais poderoso e utilizado o chamado controlo por orientação de campo. Este consiste em estruturas de controlo semelhantes às dos sistemas DC, ou seja, controlar de forma independente o fluxo magnético e o binário.

Existem vários métodos de controlo por orientação de campo, cujo aparecimento remonta aos finais da década de 60. Todos têm em comum a utilização de um referencial que gira com velocidade igual à do campo girante e que é alinhado com a posição desse mesmo campo; este poderá ser qualquer um dos existentes na máquina, a saber (IEEE, 1996), (Marques, 1999):

- Campo girante do estator;
- Campo girante do entreferro;
- Campo girante do rotor.

O primeiro método a ser desenvolvido foi o de orientação do campo do rotor, sendo também superior aos outros dois em termos de eficiência. Embora a sua implementação apresente maiores dificuldades, os sistemas de controlo por orientação do campo rotórico são, sem qualquer dúvida, os mais utilizados. Desta forma, no presente trabalho serão abordados apenas os sistemas de controlo baseados na orientação do campo magnético do rotor.

Assim sendo, passar-se-á a utilizar apenas, quando necessário, a expressão “controlo vectorial” para referência aos sistemas de controlo por orientação do campo magnético do rotor.

Como foi referido, as estratégias de controlo escalares não conseguem impor aos sistemas elevadas capacidades de resposta dinâmica. Tais capacidades serão função dos binários desenvolvidos, ou seja, do controlo efectuado nas grandezas de que depende. Assim, é pertinente analisar uma vez mais, a relação fasorial:

$$T_e = k \operatorname{Im}[\mathbf{f}_i \mathbf{f}_i^*] \quad (3.17)$$

De facto, o binário desenvolvido é função da amplitude das f.m.m. do indutor e do induzido e também da sua posição relativa. Na sua essência, o controlo do binário em sistemas AC assenta numa filosofia semelhante aos sistemas DC: controlar de forma independente o fluxo magnético e o binário desenvolvido.

No entanto, a implementação deste processo em AC é bastante mais complexa. Com efeito, para além dos valores das amplitudes é também necessário o controlo instantâneo da posição relativa dos fasores da expressão anterior, ou seja, é imprescindível o conhecimento, em cada instante, da posição espacial do fluxo do rotor em relação ao estator ou, de forma mais precisa, a um referencial fixado ao estator (Leonhard, 1997) (Krishnan, 2001).

É pertinente referir que no controlo por orientação do campo magnético do estator e do entreferro, a obtenção dos dois sub-sistemas de controlo independentes referidos (para o respectivo fluxo e binário) é mais complexa relativamente ao controlo por orientação do campo do rotor. Com efeito, as equações magnéticas associadas aos fluxos do estator e do entreferro exigem um sistema artificial de desacoplamento que permita o controlo independente do fluxo e binário. Como se constata mais à frente, tal não sucede na orientação do fluxo do rotor (Marques, 1999).

Na figura 3.18 estão representados o fasores espaciais das principais grandezas eléctricas e magnéticas que caracterizam o funcionamento do motor, num determinado instante de tempo.

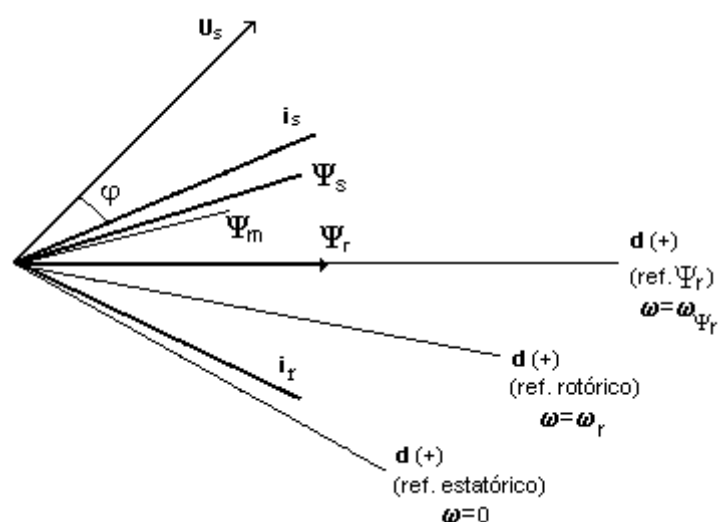


Figura 3.18 Caracterização fasorial do funcionamento do motor (instantânea)

Por seu turno, a figura 3.19 ilustra os conceitos básicos do controlo vectorial nos motores de indução (Krishnan, 2001).

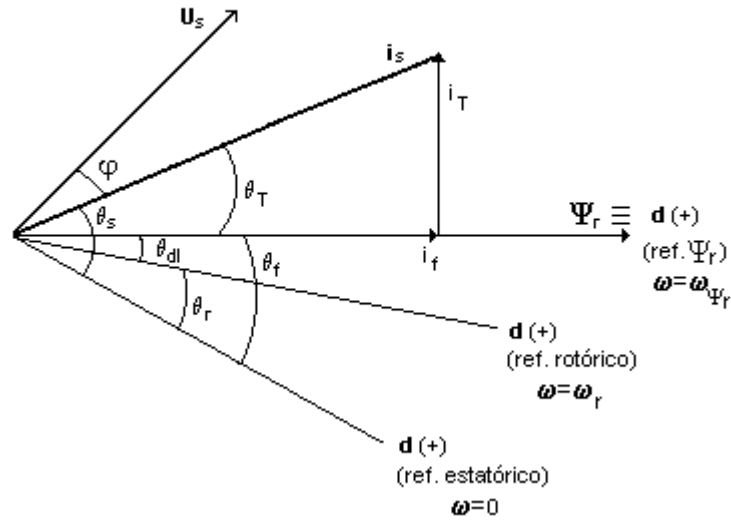


Figura 3.19 Controlo vectorial – diagrama fasorial (instantâneo)

Está bem patente a representação dos fasores referidos nos referenciais estático ($\omega=0$), rotórico ($\omega=\omega_r$) e no referencial solidário com o fluxo magnético Ψ_r ($\omega=\omega_{\Psi_r}$). Como será visto mais à frente, o princípio de controlo por orientação do fluxo rotórico assenta na definição das equações eléctricas e magnéticas do modelo do motor no referencial ω_{Ψ_r} , no qual a direcção do fluxo do rotor está alinhada, em cada instante, com o eixo d desse referencial.

A componente i_f do fasor corrente estatórica está associada à criação do fluxo magnético do rotor; a componente i_T permite controlar o binário desenvolvido (de notar que estas são as componentes do fasor corrente no estator, no referencial Ψ_r). Tal como será indicado mais à frente, em regime permanente tem-se:

$$\Psi_r = L_m i_f \quad (3.18)$$

$$T_{el} = K_T \Psi_r i_T \quad (3.19)$$

Do exposto é bem patente que a implementação desta estratégia de controlo assenta na conversão do sistema polifásico em análise, mais concretamente, um sistema trifásico, num sistema bifásico equivalente, o qual está animado com velocidade igual a ω_{Ψ_r} . Desta forma, todas as grandezas físicas presentes são previamente reduzidas a um sistema de dois eixos ortogonais (**d-q**), que gira com velocidade ω_{Ψ_r} . De referir que, neste referencial, em regime permanente, simétrico e equilibrado, todas as grandezas definidas nos dois eixos são contínuas; por outro lado, tem-se $\omega_{\Psi_r} = \omega_s = 2\pi f/p$ (rads⁻¹).

No entanto, há a ter em conta que a actuação do controlador destes sistemas é feita ao nível do referencial do estator, isto é, nas tensões e correntes que alimentam o motor. Compreende-se, assim, que a determinação instantânea do ângulo θ_f é de crucial importância. Com efeito, i_{sd} e i_{sq} definem o fasor i_s no referencial ω_{Ψ_r} ; sendo conhecido o valor de θ_f , o fasor corrente estatórica fica também definido no referencial estático.

Na figura 3.20 são ilustrados os procedimentos principais associados ao controlo vectorial (por orientação do campo do rotor).

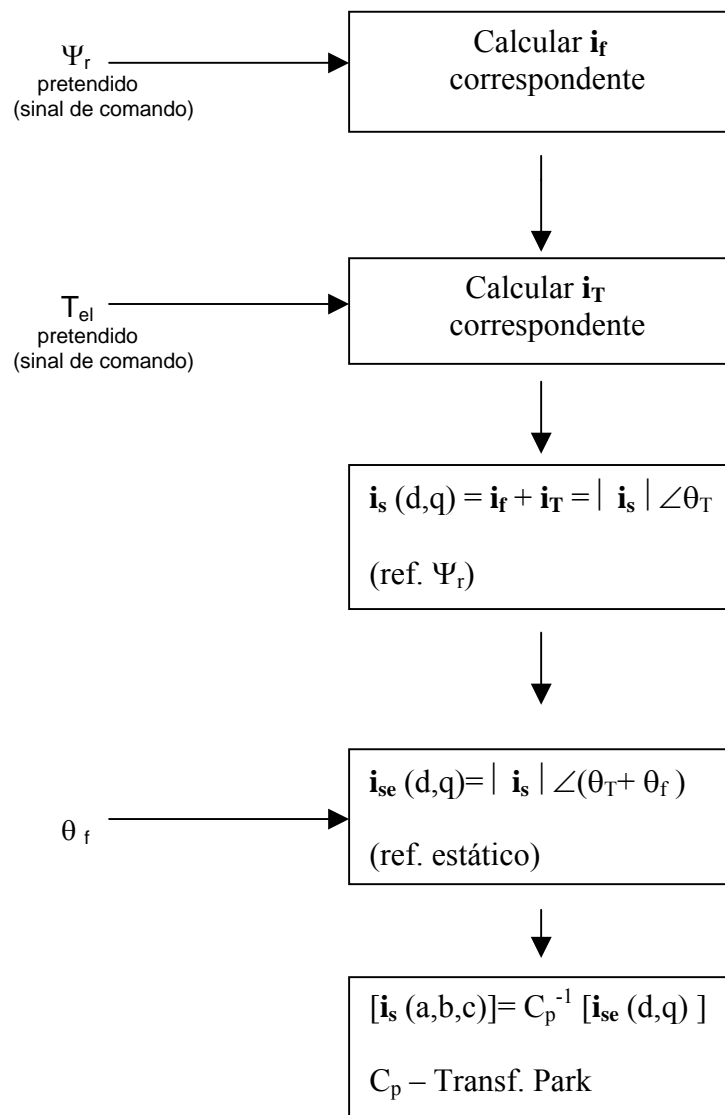


Figura 3.20 Metodologia do controlo vectorial em motores de indução

3.6.2.1 Controlo Vectorial Directo e Indirecto

Estas designações relacionam-se com os processos utilizados na determinação do ângulo de posição (θ_f) do fluxo do rotor, em relação ao referencial estático.

É julgado pertinente fazer aqui uma referência, mesmo que em termos gerais, ao conceito de observador de estado, pela sua importância nos sistemas baseados no controlo vectorial.

Considerando sistemas em malha fechada, há a distinguir dois tipos de observadores: observadores determinísticos e observadores estocásticos, sendo de salientar, nestes últimos, o filtro de Kalman “clássico” e, mais recentemente, o filtro de Kalman estendido. Far-se-á apenas uma alusão aos primeiros.

Os valores das grandezas medidas vão ser as entradas dos observadores de estado cujas saídas são os valores instantâneos do fluxo rotórico e do binário.

A figura 3.21 apresenta a configuração genérica de um observador de estado em malha fechada num sistema de controlo, procurando também incidir na aplicação concreta do controlo vectorial (Carvalho, 1993).

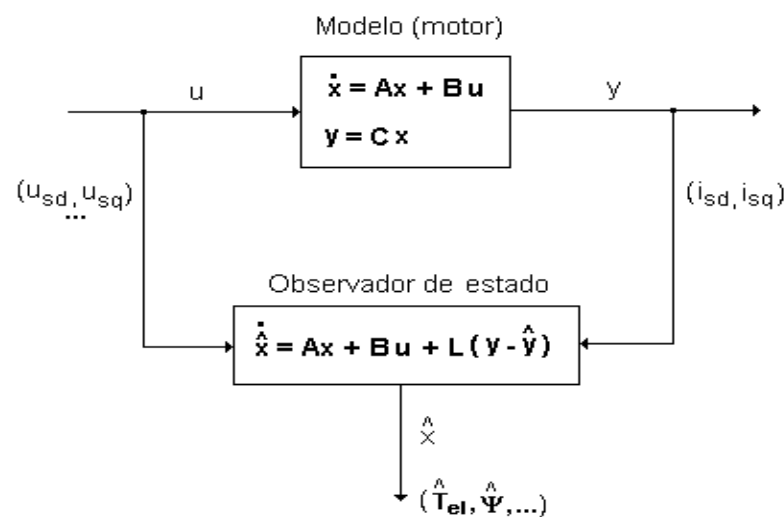


Figura 3.21 Observador de estado

Como se sabe, o conceito de observador de estado está associado à estimação do valor das variáveis de estado, em função dos sinais de entrada e de saída do sistema (variáveis mensuráveis). Na implementação de sistemas baseados no controlo vectorial é fundamental conhecerem-se os valores instantâneos do fluxo e do binário. Estas grandezas são de facto duas variáveis de estado não mensuráveis. Compreende-se a importância dos observadores de estado, os quais continuam a ser objecto de investigação actual.

Através do modelo dinâmico, as variáveis de estado reais, $[x]$, são aproximadas pelas variáveis estimadas, $[\hat{x}]$, através da matriz de ganho do observador (L), a qual condiciona a convergência das variáveis estimadas para os valores reais. Assim, está bem patente a

dependência da estimação das variáveis de estado, face aos parâmetros utilizados no modelo do sistema – matrizes A, B e C. Com efeito, se esses valores se afastam dos valores reais, também as grandezas estimadas se afastam dos correspondentes valores reais.

□ Controlo Vectorial Directo

No controlo vectorial directo, a determinação de θ_f implica o conhecimento dos valores instantâneos das correntes de alimentação do motor (na saída dos inversores). Em complemento, é também necessário obter os valores instantâneos de outras grandezas, sendo de destacar, como alternativas (Krishnan, 2001):

- Medição do valor instantâneo das tensões;
- Utilização de sensores por efeito de Hall ou de espiras de pesquisa para medição da f.e.m. induzida no estator.

Em seguida, apresenta-se a estrutura de base dos algoritmos usados pelos observadores de fluxo, bem como a determinação do binário instantâneo.

❖ Valores Instantâneos das Tensões

Tal como indicado no capítulo 2, no referencial estatórico, as equações eléctricas do estator tomam a seguinte forma (valores absolutos):

$$u_{sd} = i_{sd}R_s + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} \quad (3.20)$$

$$u_{sq} = i_{sq}R_s + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} \quad (3.21)$$

pelo que, em cada instante, tem-se:

$$\Psi_{sd} = \int_0^t (u_{sd} - i_{sd}R_s)dt + \Psi_{sd}(0) \quad (3.22)$$

$$\Psi_{sq} = \int_0^t (u_{sq} - i_{sq}R_s)dt + \Psi_{sq}(0) \quad (3.23)$$

Da decomposição da equação (2.22) nas direcções **d** e **q** resulta:

$$i_{rd} = \frac{\Psi_{sd} - L_s i_{sd}}{L_m} \quad (3.24)$$

$$i_{rq} = \frac{\Psi_{sq} - L_s i_{sq}}{L_m} \quad (3.25)$$

Substituindo as expressões anteriores nas componentes **d** e **q** da equação (2.23) vem:

$$\Psi_{rd} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sd} + (L_m - \frac{L_r L_s}{L_m}) i_{sd} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sd} - L_s i_{sd} \sigma) \quad (3.26)$$

$$\Psi_{rq} = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{sq} + (L_m - \frac{L_r L_s}{L_m}) i_{sq} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sq} - L_s i_{sq} \sigma) \quad (3.27)$$

com:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (3.28)$$

(coeficiente de dispersão total (ou de Blondel))

Desta forma é possível obter, em cada instante, o fluxo magnético do rotor:

$$\Psi_r = \Psi_r e^{j\theta_f} \quad (3.29)$$

com:

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{rd}^2 + \Psi_{rq}^2} \quad (3.30)$$

$$\theta_f = \arctg \left(\frac{\Psi_{rq}}{\Psi_{rd}} \right) \quad (3.31)$$

e o binário electromagnético desenvolvido (equação (2.59)):

$$T_{el} = \frac{3}{2} p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (3.32)$$

❖ F.E.M. Induzidas no Estator – Sensores por Efeito de Hall ou Espiras de Pesquisa

Este processo é muito menos utilizado do que o anterior. Em termos matemáticos, o algoritmo para a determinação do fluxo rotórico (amplitude e posição) e do binário electromagnético desenvolvido é semelhante ao anterior; apenas a determinação das componentes Ψ_{sd} e Ψ_{sq} , do fluxo do estator, é feita de forma diferente. São utilizados dois sensores de Hall, podendo um ser alinhado com o eixo magnético de uma das fases do motor, ficando o outro sensor alinhado numa direcção desfasada de 90° eléctricos da anterior. Desta forma, os dois sensores medem as f.e.m. induzidas no estator, nas direcções **d** e **q** (Krishnan, 2001).

Sendo:

$$e_{sd} = -\frac{d\Psi_{sd}}{dt} \quad e \quad e_{sq} = -\frac{d\Psi_{sq}}{dt} \quad (3.33)$$

vem que:

$$\Psi_{sd} = -\int_0^t e_{sd} dt + \Psi_{sd}(0) \quad (3.34)$$

$$\Psi_{sq} = -\int_0^t e_{sq} dt + \Psi_{sq}(0) \quad (3.35)$$

Em seguida, apresentam-se algumas considerações relativas aos métodos descritos.

Os transdutores utilizados na medição das tensões, correntes e f.e.ms. são de natureza estática, isto é, não possuem componentes animadas de movimento. Este facto, por si só, confere maior robustez a estes sistemas, bem como um menor custo de montagem quando comparado com a utilização de transdutores mecânicos. Para além disso, há também a considerar o menor espaço físico ocupado pelos sistemas de controlo equipados com aqueles transdutores.

Ainda em relação aos sensores por efeito de Hall, embora a sua instalação apresente as vantagens mencionadas, introduz no sistema um maior número de condutores, o que em determinadas aplicações não é viável (como, por exemplo, em instalações de AVAC).

Na figura 3.22 é apresentado um esquema representativo do controlo vectorial directo.

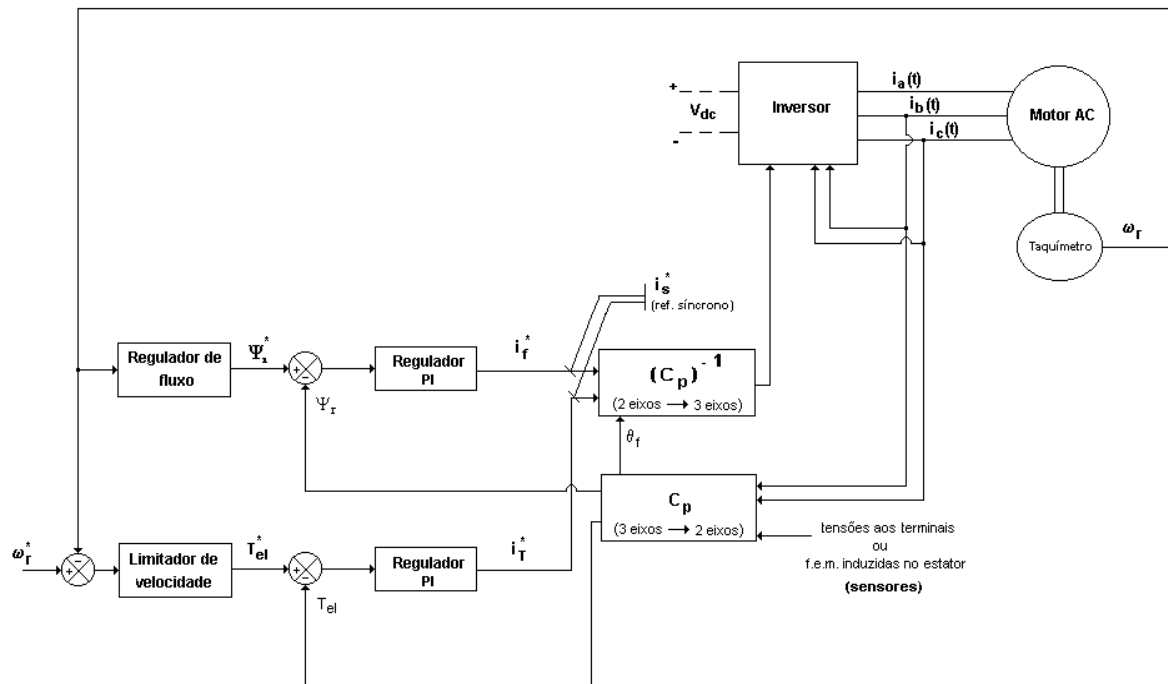


Figura 3.22 Controlo vectorial directo (em corrente)

As grandezas com asterisco representam os sinais de comando.

As componentes i_f^* e i_r^* , que vão originar os sinais de comando no inversor, são determinadas em função do fluxo e binário pretendidos, Ψ_r^* e T_{el}^* , e dos valores actuais dessas mesmas grandezas (Ψ_r e T_{el}). Estes últimos, bem como a posição espacial do fluxo do rotor no referencial fixo, são estimados com base nos algoritmos anteriores, no bloco C_p da figura 3.22.

É também de salientar a geração dos sinais de comando do fluxo magnético e do binário. É incluído um regulador de fluxo, de acordo com o funcionamento do motor nas zonas de fluxo constante ou de enfraquecimento de campo.

O sinal de comando do binário é gerado em função da diferença entre a velocidade rotórica pretendida (ω_r^*) e o valor instantâneo medido (ω_r).

Tal como foi visto, o motor de indução pode ser controlado em tensão ou corrente. No esquema da figura anterior é usado um inversor fonte de tensão com controlo em corrente. Os sinais de comando do inversor são função da diferença entre os valores das correntes de referência e os respectivos valores instantâneos.

Na figura seguinte apresenta-se um esquema do controlo vectorial directo com o motor controlado em tensão (Marques, 1999).

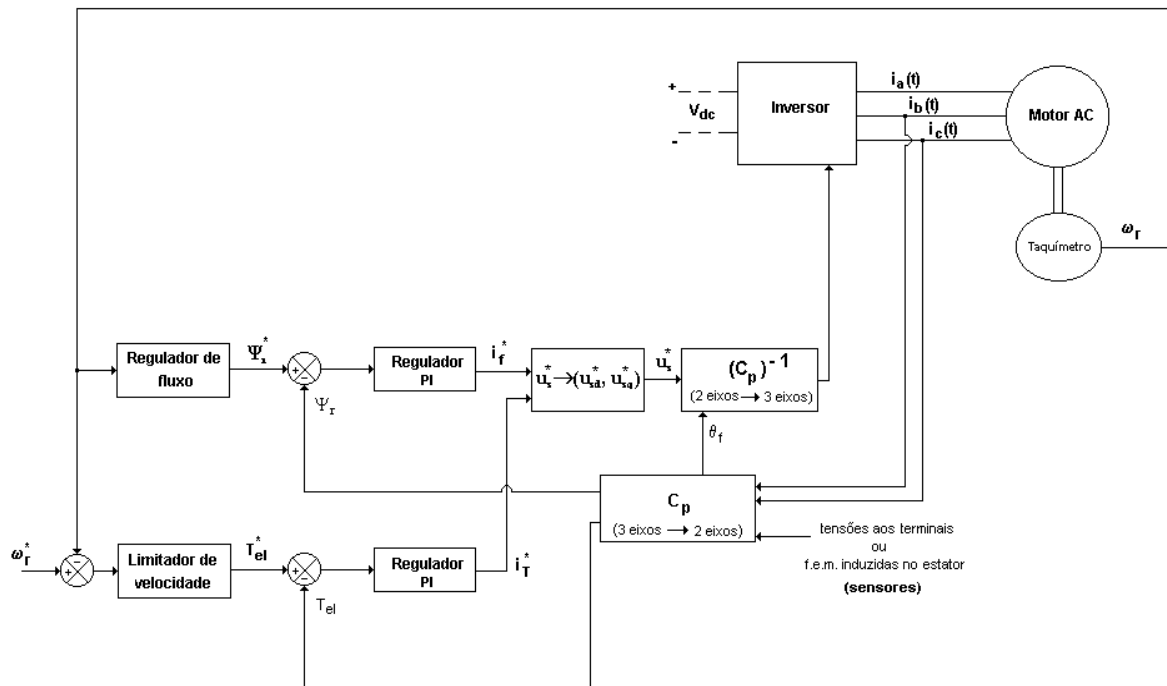


Figura 3.23 Controlo vectorial directo (em tensão)

Este sistema é semelhante ao anterior, com excepção do bloco $u_s \rightarrow (u_{sd}, u_{sq})$, cujas entradas são i_f e i_T . As componentes **d** e **q** da equação eléctrica do estator (2.19) no referencial $\omega_x = \omega_{\Psi_r}$ são as seguintes:

$$u_{sd} = i_{sd} R_s + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_{\Psi_r} \Psi_{sq} \quad (3.36)$$

$$u_{sq} = i_{sq} R_s + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_{\Psi_r} \Psi_{sd} \quad (3.37)$$

Explicitando as equações magnéticas do estator e do rotor em ordem às correntes $i_{sd}=i_f$, $i_{sq}=i_T$, i_{rd} e i_{rq} – componentes **d** e **q** das equações (2.37) e (2.38) – e substituindo nas equações anteriores, obtém-se:

$$u_{sd} = i_f R_s + L_s \sigma \frac{di_f}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt} - \omega_{\Psi_r} L_s \sigma i_T \quad (3.38)$$

$$u_{sq} = i_T R_s + L_s \sigma \frac{di_T}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_f + \omega_{\Psi_r} \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \quad (3.39)$$

A saída do bloco $u_s \rightarrow (u_{sd}, u_{sq})$ corresponde à implementação destas equações.

Salienta-se o facto de nestas equações não haver desacoplamento entre as tensões e correntes dos eixos **d** e **q**. Ao contrário do que sucede no controlo em corrente, com estas equações não é possível, por via directa, controlar de forma independente o fluxo e binário. No entanto, colocando nos segundos membros das equações anteriores apenas termos associados aos respectivos eixos, e considerando os respectivos primeiros membros como entradas, obtém-se um sistema desacoplado.

Os sistemas de controlo vectorial directo apresentam, no entanto, reduzida eficiência para frequências estatóricas reduzidas (velocidades baixas). Com efeito, nestas situações as f.e.ms. induzidas no estator são muito baixas (sendo nulas no caso da frequência ser igual a zero). A tensão aplicada ao estator é praticamente associada à queda de tensão óhmica ($R_s i_s$). Verifica-se que os algoritmos anteriores não são capazes de calcular com precisão as componentes **d** e **q** do fluxo rotórico, ou seja, não é possível a determinação da sua amplitude e posição, pelo que o controlo do binário e, portanto, a capacidade dinâmica de resposta do sistema fica comprometida. Em resumo, os sistemas de controlo directo são principalmente utilizados em aplicações de média e alta velocidade.

O controlador do sistema tem de integrar e implementar continuamente as equações anteriores; da sua capacidade e velocidade de cálculo depende a correcta determinação da amplitude e posição do fluxo rotórico, em cada instante.

□ Controlo Vectorial Indirecto

No controlo vectorial indirecto, o valor de θ_f é estimado através da medição do posicionamento instantâneo do rotor em relação a um referencial estático (θ_r), sem recorrer aos valores instantâneos das correntes e tensões. Para tal é necessário estimar a posição do fluxo magnético rotórico relativamente ao rotor (θ_{dl} – ângulo associado ao deslizamento) – figura 3.19.

As componentes da equação eléctrica do rotor (2.20) em gaiola de esquilo, no referencial $\omega_x = \omega_{\Psi_r}$ são:

$$0 = i_{rd}R_r + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - (\omega_{\Psi_r} - \omega_r)\Psi_{rq} \quad (3.40)$$

$$0 = i_{rq}R_r + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + (\omega_{\Psi_r} - \omega_r)\Psi_{rd} \quad (3.41)$$

Fixando a direcção do fasor fluxo magnético totalizado do rotor como sendo colinear com o eixo **d** do referencial ω_{Ψ_r} , as equações anteriores tomam a forma seguinte:

$$0 = i_{rd}R_r + \frac{d\Psi_r}{dt} \quad (3.42)$$

$$0 = i_{rq}R_r + (\omega_{\Psi_r} - \omega_r)\Psi_r \quad (3.43)$$

Por seu lado, as equações magnéticas do rotor, definidas no mesmo referencial, tomam a seguinte forma:

$$\Psi_{rd} = \Psi_r = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3.44)$$

$$\Psi_{rq} = 0 = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (3.45)$$

como foi indicado, $i_{sd} = i_f$ e $i_{sq} = i_r$, pelo que:

$$i_{rd} = \frac{\Psi_r - i_f L_m}{L_r} \quad (3.46)$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_T \quad (3.47)$$

Substituindo estas últimas expressões nas equações eléctricas do rotor, obtém-se:

$$i_f = \frac{1}{L_m} \Psi_r + \frac{L_r}{L_m R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{1}{L_m} (\Psi_r + T_{r0} \frac{d\Psi_r}{dt}) \quad (3.48)$$

$$i_T = \frac{L_r}{L_m R_r} (\omega_{\Psi_r} - \omega_r) \Psi_r = \frac{1}{L_m} T_{r0} (\omega_{\Psi_r} - \omega_r) \Psi_r \quad (3.49)$$

(de notar que, em regime permanente e simétrico sinusoidal, vem: $i_f L_m = \Psi_r$)

Considerando as equações magnéticas do estator, também definidas no referencial ω_{Ψ_r} , o binário electromagnético é dado por:

$$T_{el} = \frac{3}{2} p (\Psi_{sd} i_T - \Psi_{sq} i_f) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r i_T \quad (3.50)$$

A velocidade associada ao deslizamento, ω_{dl} , expressa em função de T_{el} e Ψ_r , será:

$$\omega_{dl} = \omega_{\Psi_r} - \omega_r = \frac{L_m}{T_{r0}} \frac{i_T}{\Psi_r} = \frac{2R_r}{3p} \frac{T_{el}}{\Psi_r^2} \quad (3.51)$$

Estas expressões, que são a base da implementação do controlo vectorial indirecto, elucidam inequivocamente a importância do conhecimento dos parâmetros do motor. Paralelamente, é bem patente a dependência da eficácia destes sistemas de controlo relativamente às variações dos valores desses parâmetros. Mais à frente esta questão será analisada com maior detalhe.

Quanto aos ângulos referidos na figura 3.19, facilmente se observa que θ_b , θ_r e θ_{dl} traduzem as posições relativas entre os três referenciais mencionados, estando relacionados por:

$$\theta_f = \theta_r + \theta_{dl} \quad (3.52)$$

Desta forma, θ_f é obtido através da medição de θ_r e estimação de θ_{dl} .

O fasor Ψ_r gira com velocidade igual a ω_{Ψ_r} , relativamente ao referencial estatórico. Desta forma, considerando um instante t_0 , tal que: $\theta_f(t_0)=\theta_{f0}$; $\theta_r(t_0)=\theta_{r0}$; $\theta_{dl}(t_0)=\theta_{dl0}$, vem que:

$$\theta_f(t) = \theta_{f0} + \int_{t_0}^t \omega_{\Psi_r} dt \quad (3.53)$$

$$\theta_r(t) = \theta_{r0} + \int_{t_0}^t \omega_r dt \quad (3.54)$$

$$\theta_{dl}(t) = \theta_{dl0} + \int_{t_0}^t (\omega_{\Psi_r} - \omega_r) dt \quad (3.55)$$

Uma vez mais se salienta que o modelo matemático, anteriormente apresentado para o motor de indução trifásico, resultante do método dos fasores espaciais, apresenta uma estrutura “já ajustada” a esta filosofia de controlo, permitindo inclusivamente, uma compreensão mais imediata do controlo vectorial.

Na figura 3.24 é indicado um diagrama com a estrutura do controlo vectorial indirecto (adaptado de (Krishnan, 2001)). A figura 3.25 refere-se a uma implementação possível.

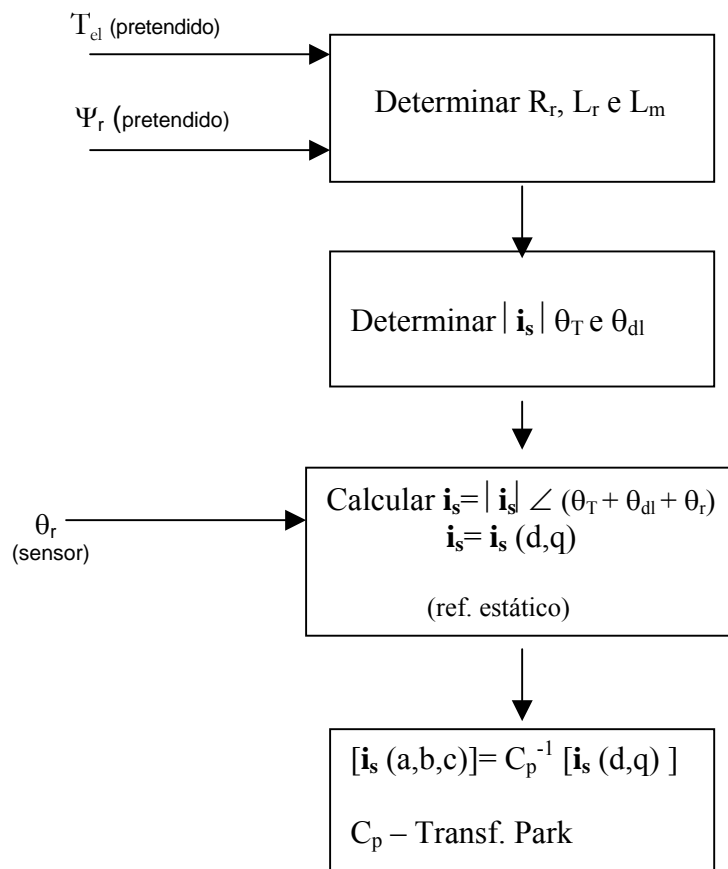


Figura 3.24 Metodologia do controlo vectorial indirecto em motores de indução

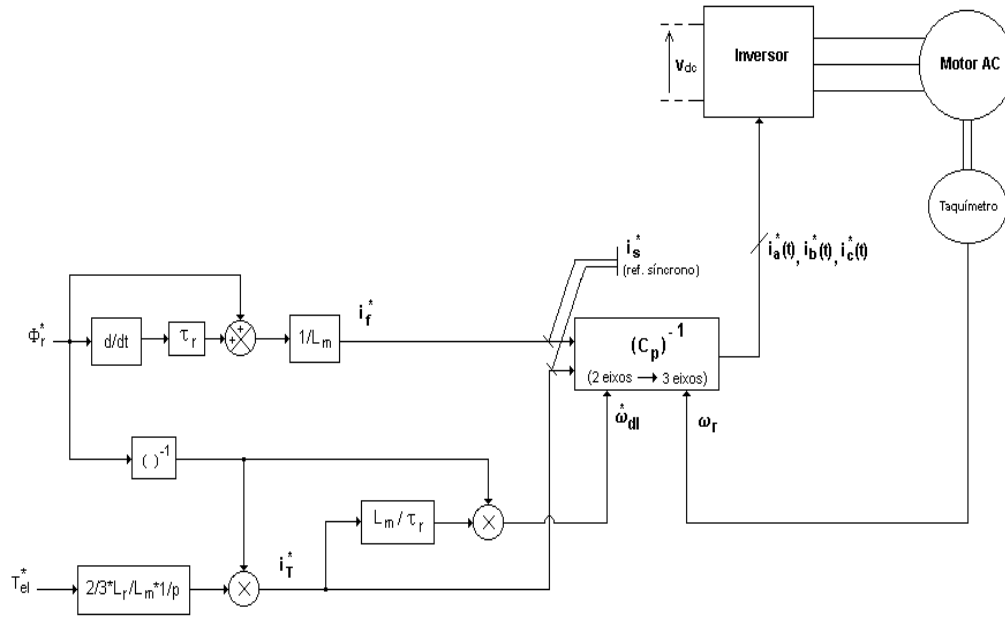


Figura 3.25 Controlo vectorial indirecto

3.6.2.2 Análise Dinâmica dos Sub-Sistemas de Controlo do Fluxo e do Binário

As componentes da corrente do estator, i_f e i_T , permitem o controlo independente de, respectivamente, valores instantâneos do fluxo magnético do rotor e do binário desenvolvido. Das equações eléctricas e magnéticas do rotor, apresentadas para o controlo indirecto, é bem patente a dinâmica electromagnética do rotor – equação (3.48). Sendo descrita por uma equação diferencial linear de primeira ordem, haverá apenas uma constante de tempo que rege a evolução temporal de Ψ_r em função de i_f , e que é igual a T_{r0} , tal como é indicado na solução geral da referida equação:

$$\Psi_r(t) = \frac{L_m}{T_{r0}} e^{-\frac{t}{T_{r0}}} \int_0^t i_f(t) \cdot e^{\frac{t}{T_{r0}}} dt + \Psi_r(0) \cdot e^{-\frac{t}{T_{r0}}} \quad (3.56)$$

Em relação ao binário, como foi visto, é possível controlar o seu valor através da corrente i_T , a partir da relação linear expressa na equação (3.50). Assim, fixando o valor de Ψ_r , tem-se $i_f = \frac{\Psi_r}{L_m}$. A equação seguinte, definida no referencial ω_{Ψ_r} , traduz a dinâmica do sistema, cuja entrada é u_{sq} e a saída é a corrente i_T .

$$u_{sq} = i_T R_s + L_s \sigma \frac{di_T}{dt} + \omega_{\Psi_r} L_s i_f \quad (3.57)$$

A equação eléctrica associada à direcção **d**, no mesmo referencial, é:

$$u_{sd} + \omega_{\Psi_r} L_s \sigma i_T - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt} = L_s \sigma \left(\frac{di_f}{dt} + \frac{R_s}{L_s \sigma} i_f \right) \quad (3.58)$$

Fixando i_T , e Ψ_r , a uma variação de u_{sd} vai corresponder uma variação temporal de i_f , que é regida por uma constante de tempo igual a $\sigma \frac{L_s}{R_s}$. De facto, este valor é tipicamente muito inferior a T_{r0} , pelo que é válido assumir que as componentes transitórias de i_f , implícitas nesta equação, se vão anular antes de haver variações temporais no valor de Ψ_r , de acordo com a equação (3.56).

Desta forma, fixados i_f na primeira equação, e i_T na segunda equação, havendo alterações instantâneas nos valores de, respectivamente, u_{sq} e u_{sd} , a dinâmica que rege as duas equações é semelhante, caracterizada pela constante de tempo:

$$T'_s = \sigma \frac{L_s}{R_s} = \frac{1}{R_s} \left(l_{fs} + \frac{L_m l_{fr}}{L_m + l_{fr}} \right) \quad (3.59)$$

ou seja, a **constante de tempo transitória do estator** – equação (2.73).

3.6.2.3 *Influência dos Parâmetros do Motor nos Sistemas de Controlo*

As configurações de controlo anteriores assentam no conhecimento e capacidade de ajuste dos parâmetros do modelo do motor, por parte dos controladores. Como se sabe, há diversos fenómenos responsáveis pela alteração do valor desses parâmetros, havendo sensibilidades diferentes a esses mesmos fenómenos. Assim sendo, é necessário analisar a influência que cada parâmetro tem nos vários tipos de controlo e procurar encontrar medidas que permitam superar eventuais fragilidades. Com efeito, o afastamento face à realidade dos valores dos parâmetros usados pelo controlador compromete os desempenhos dos sistemas de controlo.

□ **Sistemas de Controlo Directo**

Começa-se por analisar o algoritmo apresentado para os sistemas de controlo directo.

Na determinação do fluxo do estator, por integração das equações eléctricas respeitantes às componentes **d** e **q**, o conhecimento de R_s é fundamental.

Na determinação do fluxo rotórico instantâneo é necessário conhecer os seguintes termos:

$$\frac{L_r}{L_m} \text{ e } (L_m - \frac{L_r L_s}{L_m}) \quad (3.60)$$

Sendo $L_s = l_{fs} + L_m$ e $L_r = l_{fr} + L_m$, vem que:

$$\frac{L_r}{L_m} = \frac{l_{fr}}{L_m} + 1 \quad (3.61)$$

$$(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m}) = -(l_{fs} + l_{fr}) - \frac{l_{fs} l_{fr}}{L_m} \quad (3.62)$$

Tendo presente a ordem de grandeza das indutâncias de fugas do estator e do rotor face à indutância de magnetização, verifica-se que a influência desta última nas expressões anteriores é muito reduzida. Assim sendo, o controlador destes sistemas deverá considerar, essencialmente, as variações em R_s , l_{fs} e l_{fr} .

A resistência do estator varia com a temperatura de funcionamento e com a frequência de alimentação do motor (efeito pelicular). As indutâncias de fugas variam em função dos níveis de saturação nos dentes do estator e do rotor e com o efeito pelicular, no caso da reactância de fugas do rotor.

É pertinente referir que através de reguladores de fluxo é possível controlar os valores máximos da indução magnética e, desse modo, limitar as variações dos valores das indutâncias de fugas.

❑ Sistemas de Controlo Indirecto

O principal parâmetro que condiciona os sistemas de controlo indirecto é a constante de tempo do rotor com o estator em circuito aberto, T_{r0} . A variação da temperatura de funcionamento, o efeito pelicular rotórico, (R_r, l_{fr}) , bem como o valor da saturação do circuito magnético do motor, (L_m) , originam variações consideráveis em T_{r0} . Como consequência, há a salientar o seguinte:

O fluxo do rotor na saída do sistema, relacionado com o sinal de comando i_r , afasta-se do valor de referência (Ψ_r^*) , sucedendo o mesmo ao binário electromagnético face ao valor de referencia (T_{el}^*) : o controlo do binário, através de i_T , deixa de ser regido por uma função linear.

O valor da velocidade estimada virá afectado de erro e, como tal, a estimação da posição instantânea do fluxo rotórico não é a correcta. Em consequência, em regime transitório, o fluxo e o binário terão uma componente oscilatória, cuja constante de tempo é T_{r0} , com uma frequência relacionada com ω_{dl} assim estimada. Estes fenómenos vão originar problemas no funcionamento, tais como oscilações na velocidade, aumento de vibrações no motor, diminuição do rendimento e aumento da temperatura de funcionamento (Krishnan, 2001).

Os sistemas de controlo indirecto apresentam uma maior sensibilidade às variações dos parâmetros do motor. Ao nível do desempenho nas baixas velocidades não apresentam os problemas existentes nos sistemas de controlo directo.

3.6.2.4 *Sistemas de Controlo com Redução de Sensores (“Sensorless”)*

Nos últimos anos os sistemas de controlo têm evoluído no sentido de serem capazes de prescindir do(s) sensores(s) de velocidade/posição. Não só porque aumentam o custo dos sistemas de controlo, mas também porque são fontes de ruído. Na realidade, os sistemas de controlo “sensorless”, escalar e vectorial, assentam em princípios e métodos semelhantes aos descritos anteriormente; aquilo que os distingue é de facto a exclusão de sensores de velocidade. Ao nível industrial, as aplicações destes sistemas de controlo têm aumentado consideravelmente.

Embora não haja medição directa do valor da velocidade instantânea é, no entanto, imprescindível o seu conhecimento. Assim, estes sistemas são dotados de estimadores de velocidade, havendo diversas variantes, sendo esta questão objecto de investigação actual.

As metodologias de base associadas aos sistemas “sensorless”, em motores de indução, são as seguintes:

- Controlo Escalar

Controlo “V/f”: corresponde ao caso em malha aberta, descrito no capítulo anterior.

- Controlo Vectorial

Controlo vectorial do fluxo em malha aberta: Assenta no controlo vectorial indirecto. Estes sistemas são dotados de sensores de tensão e corrente, de forma a permitir a estimação do valor da velocidade e, dessa forma, estimar a posição do fluxo rotórico. Como já foi referido, permite respostas dinâmicas muito superiores aos sistemas anteriores, visto haver controlo de binário.

Controlo vectorial do fluxo em malha fechada: Assenta no controlo vectorial directo. Ao contrário do método anterior, que usa as tensões e correntes medidas apenas para estimar o valor da velocidade, a posição e amplitude instantâneas do fluxo, bem como o valor do binário, são determinados através da integração das equações indicadas anteriormente.

Embora apresente problemas de desempenho para velocidades reduzidas, também já mencionados, nas gamas de velocidades médias e altas permite desempenhos dinâmicos superiores aos métodos em malha aberta.

Nos últimos anos têm sido apresentados, por vários autores, diversos algoritmos de sistemas “sensorless”, principalmente baseados na teoria da orientação de campo, visando superar algumas das actuais limitações destes sistemas, tais como as características não lineares do funcionamento dos motores, a dependência sobre os parâmetros do motor e as limitações existentes no funcionamento a baixas velocidades.

- Controlo Directo do Binário

Apresenta grandes semelhanças com o método descrito anteriormente. Assenta em implementações de lógica “fuzzy” não sendo necessária a utilização de moduladores PWM na alimentação do motor. Nestes sistemas, o fluxo magnético e o binário são controlados directamente. Para que as suas aplicações sejam eficientes, o controlador necessita de valores dos parâmetros bastante exactos.

CAPÍTULO 4

4.1 Introdução

O capítulo 4 está dividido nas seguintes partes:

- Na secção 4.2 é feita uma abordagem aos principais métodos de estimação de parâmetros em motores de indução trifásicos.
- Na secção 4.3 é referido o algoritmo de estimação de parâmetros nominais adaptado e utilizado nesta dissertação. É feita uma abordagem aos fundamentos teóricos que estiveram na sua origem, seguida da formulação matemática a que se chegou.
- Na secção 4.4 são apresentados os resultados obtidos para os parâmetros nominais da população de motores estudada.
- Na secção 4.5 são analisados os resultados anteriores, procurando identificar as principais alterações no projecto e fabrico dos motores das classes EFF1 e 2, em relação aos motores EFF3.
- A secção 4.6 é dedicada à avaliação das consequências das alterações mencionadas, no que se refere à alimentação através de conversores de potência e na implementação de estratégias de controlo, nomeadamente, o controlo por orientação do campo rotórico.

4.2 Estimação de Parâmetros em Motores de Indução

Nos motores com rotor em gaiola, acrescido aos fenómenos não lineares que lhe são inerentes, há um outro aspecto a considerar em termos de determinação dos seus parâmetros: a não acessibilidade do rotor impossibilita a medição directa das suas grandezas electromagnéticas. Como tal, a estimação dos parâmetros rotóricos está dependente do grau de observação daquelas grandezas e das limitações subjacentes.

Em termos gerais, os métodos de estimação de parâmetros de motores de indução podem ser divididos em cinco grupos (Lindenmeyer et al, 2001), (Koubaa, 2004):

- **Determinação de parâmetros através dos dados construtivos do motor:** assentam no conhecimento detalhado das características construtivas do motor, tais como a geometria e propriedades dos seus materiais. Os resultados obtidos com estas metodologias são muito precisos, dado que usam técnicas para determinação da evolução e distribuição dos campos magnéticos ao longo da máquina (por exemplo, métodos de elementos finitos). Pelo custo e tempos de aplicação associados, são utilizados na fase de projecto dos motores.
- **Estimação de parâmetros com recurso a modelos do motor em regime permanente:** os métodos utilizados, cujas soluções são alcançadas através de processos iterativos, baseiam-se nas equações que regem o funcionamento do motor em regime permanente. Normalmente, recorrem apenas à informação disponibilizada pelos fabricantes, cujo acesso não traz qualquer dificuldade (Ha e Lee, 2000), (Lindenmeyer et al, 2001), (Koubaa, 2004).

O algoritmo apresentado neste trabalho enquadra-se exactamente neste grupo.

- **Estimação de parâmetros no domínio das frequências:** assenta na resposta em frequência da máquina, com o rotor em repouso. Com a determinação da função de transferência, são estimados os parâmetros do motor. Embora os resultados obtidos tenham uma precisão elevada, em muitos casos os ensaios com rotor travado não são viáveis, por motivos técnicos e económicos; desta forma, estas metodologias não são muito utilizadas (Fang et al, 2004).
- **Estimação de parâmetros no domínio temporal:** partindo de um determinado modelo matemático, são efectuadas diversas medições no motor; os parâmetros

do modelo são então ajustados em função dessas medições e dos resultados fornecidos pelo modelo. A selecção do modelo do motor é um aspecto essencial nestes métodos: os seus parâmetros têm de ser observáveis, relativamente ao conjunto de medições efectuado. Uma vez que nem todos os parâmetros do motor verificam esta última condição, é usual a utilização de modelos simplificados, com menor número de parâmetros. Por outro lado, a necessidade de realizar diversos ensaios no motor pode tornar a aplicação destes métodos pouco económica (Donescu et al, 1998), (Alonge et al, 2001), (Ursem e Vadstrup, 2004).

- **Estimação de parâmetros em tempo real:** são utilizados, fundamentalmente, em sistemas de controlo dinâmicos, nos quais os valores dos parâmetros do motor, bem como as suas variações, são determinantes na actuação do controlador do motor. São necessárias técnicas de medição em tempo real, no sentido de haver um “acompanhamento” na variação dos parâmetros do motor, por parte do controlador.

No contexto actual, os métodos de identificação de parâmetros, que têm vindo a ser desenvolvidos, assentam na aplicação de diferentes técnicas de optimização, sendo de referir:

Métodos analíticos – são de destacar o método dos mínimos quadrados e afins, incluindo as variantes recursivas (Alonge et al, 2001), (Castaldi et al, 2004), (Koubaa, 2004).

Métodos estocásticos – têm sido desenvolvidos vários métodos que recorrem à aplicação do filtro de Kalman estendido. Paralelamente, têm surgido métodos baseados em aplicações de inteligência artificial, com destaque para os algoritmos genéticos (Alonge et al, 2001), (Zhou et al, 2002), (Ursem e Vadstrup, 2004). Por exemplo, o método de estimação de parâmetros, apresentado em (Alonge et al, 2001), é aplicado com alimentação sinusoidal, ou através de inversores.

4.2.1 Estimação dos Parâmetros do Motor em Sistemas de Controlo do Campo Rotórico

Como foi indicado no capítulo anterior, a determinação precisa dos valores dos parâmetros do motor é um factor essencial no desempenho dos controladores vectoriais. Consoante o esquema específico de controlo, há parâmetros, a cujas variações, os sistemas serão mais ou menos sensíveis, como foi visto nos sistemas de controlo directo e indirecto.

Do ponto de vista dos sistemas de controlo, os métodos anteriormente referidos são subdivididos em dois grupos:

Métodos de identificação de parâmetros com o sistema fora do seu funcionamento previsto – “offline”;

Métodos de identificação de parâmetros com o sistema em funcionamento – “online”.

Os primeiros visam a obtenção dos valores dos parâmetros com o sistema em repouso.

Os métodos do segundo grupo analisam o funcionamento do sistema controlado, actualizando o valor dos parâmetros em função desse mesmo estado. Desta forma, os métodos utilizados recorrem a técnicas recursivas de estimação de parâmetros.

□ Métodos “offline”

Em termos industriais, os próprios controladores implementam os algoritmos associados aos métodos referidos de forma automática, pelo que são determinados os parâmetros necessários. Uma vez que em muitas situações o motor e a carga se encontram acoplados, os testes e consequente identificação de parâmetros são usualmente executados com o sistema em repouso. Em geral, a identificação é feita alimentando uma única fase, com um sinal DC ou AC. No caso DC, a resistência do estator é determinada pelo valor da tensão aplicada e corrente resultante, em regime permanente; os restantes parâmetros são calculados através da análise do período transitório.

Quando o sinal aplicado é AC, a determinação dos parâmetros baseia-se na análise da resposta em frequência do sistema (Toliyat et al, 2003).

De referir também a possibilidade de realização dos ensaios em vazio e com o rotor travado (adaptado), para identificação dos parâmetros do motor, com alimentação por inversor (PWM) (Toliyat et al, 2003).

□ Métodos “online”

Tal como é referido em (Toliyat et al, 2003), os métodos “online” centram os seus esforços na determinação da constante de tempo do rotor ($T_r = L_r / R_r$), o que é justificado pela importância deste parâmetro na implementação dos sistemas de controlo por orientação do campo rotórico, em particular, no controlo indirecto. A grande maioria destes métodos assentam nas seguintes técnicas:

Análise do espectro da tensão e corrente aplicadas em que, através do conteúdo harmónico do sinal de tensão aplicado e da corrente gerada são determinados os parâmetros do motor. Técnicas de observação de estados estocásticas, sendo de realçar a utilização do filtro de Kalman estendido na determinação simultânea dos estados do sistema e do valor dos seus parâmetros.

Técnicas de controlo adaptativo baseadas num modelo de referência, em que os valores das grandezas medidas comparados com os valores obtidos pelo modelo do sistema utilizado. Em função do erro existente, neste caso no valor da resistência do rotor, os parâmetros do modelo são corrigidos (Castaldi et al, 2004).

4.3 Introdução ao Algoritmo Utilizado na Estimação dos Parâmetros Nominais do Motor de Indução Trifásico

De acordo com os objectivos definidos para este trabalho, a determinação dos parâmetros do motor em regime nominal constituiu uma etapa essencial. Para esse efeito, optou-se pela selecção de um método aproximado, onde os dados necessários à sua implementação estão contidos, fundamentalmente, nos catálogos dos motores. Como se sabe, a aquisição dessa informação não constitui qualquer tipo de obstáculo, dada a facilidade de acesso a esses mesmos catálogos.

Assim sendo, o método escolhido foi o desenvolvido e aplicado em (Sá, 1988), vocacionado para motores de rotor em gaiola de esquilo, de 2 a 6 pólos, com potência nominal não superior a 100 kW. Desta forma, o trabalho realizado nesta secção consistiu em:

Analisar todas as condições teóricas e principais hipóteses estabelecidas aquando do desenvolvimento de toda a metodologia.

Posteriormente, e de acordo com o método referido, desenvolveu-se um algoritmo, em ambiente MATLAB, para estimação dos valores nominais dos parâmetros de motores de indução trifásicos.

Sem pretender fazer uma abordagem demasiado exaustiva ao método e respectivo campo de aplicação (naturalmente, esta questão é detalhadamente tratada em (Sá, 1988)), julga-se, no entanto pertinente apresentar aqui a estrutura que contém os fundamentos principais da metodologia, a qual assenta nas seguintes componentes:

- Dados necessários;
- Hipóteses consideradas;
- Tratamento das perdas “não Joule” (*perdas no ferro, mecânicas e adicionais*) em regime nominal de funcionamento.

Dados necessários – os valores associados ao regime nominal de funcionamento (não na sua totalidade), incluídos no catálogo ou na chapa de características do motor:

Tensão, número de pólos, frequência, corrente, velocidade, binário, factor de potência, coeficiente de sobrecarga mecânica e resistência do estator referida a uma determinada temperatura (normalmente, a temperatura de referência da classe de isolamento da máquina).

Hipóteses consideradas – os parâmetros do motor não sofrem alterações entre o regime de funcionamento de binário máximo e o funcionamento em vazio.

Em regimes de funcionamento com baixos deslizamentos, em que se insere o regime nominal, as reactâncias parciais de fugas do estator e do rotor são iguais (expressas em p.u.). De referir também que, de acordo com (Kovacs, 1984), esta última hipótese conduz a resultados bastante aceitáveis em máquinas cujo rotor é composto por uma única gaiola de esquilo.

As duas hipóteses anteriores são imprescindíveis do ponto de vista da solução matemática (possível e determinada) do algoritmo de determinação dos parâmetros do motor. A sua validade teórica, em termos de características do funcionamento do motor, é também analisada e fundamentada em (Sá, 1988).

Perdas “não Joule” em regime nominal – No sentido de clarificar a forma como as perdas “não Joule” nominais são abordadas por esta metodologia, apresenta-se, em seguida, o esquema eléctrico equivalente do motor relativo a uma fase, para o funcionamento em regime nominal, estando todos os parâmetros e grandezas eléctricas referidos ao estator.

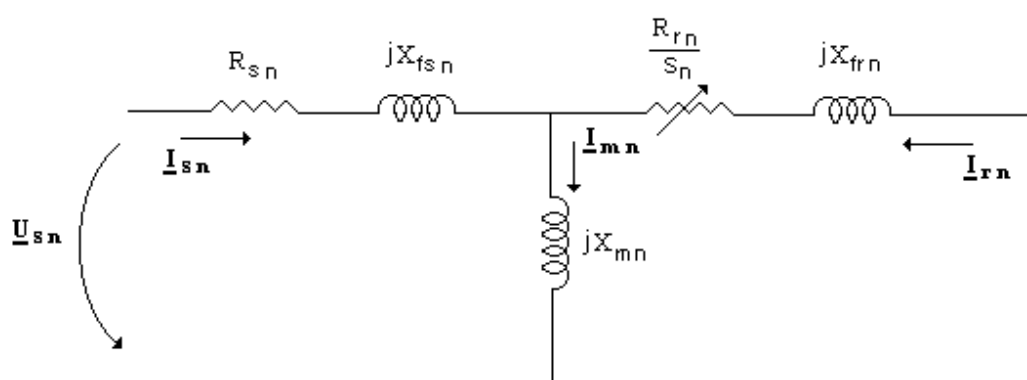


Figura 4.1 Esquema equivalente em regime nominal de funcionamento

No esquema da figura 4.1, as perdas “não Joule” não estão explicitamente representadas. Para que o modelo da figura caracterize o funcionamento do motor em regime nominal, haverá também que modelizar estas perdas. Necessariamente, a potência mecânica assim obtida (modelizada pelo parâmetro $R_m(1-s_n)/s_n$) terá incluída uma parcela relativa às perdas “não Joule”. Deste modo, o binário assim calculado tem uma componente associada a essas mesmas perdas.

Comparando ainda o modelo da figura anterior com o esquema clássico, neste as perdas no ferro são modelizadas através da energia dissipada numa resistência fictícia; as perdas mecânicas e adicionais são incluídas no parâmetro anterior. Com o esquema da figura anterior, as perdas “não Joule” são conotadas com uma potência mecânica, associada à

velocidade nominal e a um binário fictício, o qual vem adicionado ao binário realmente desenvolvido pelo motor em regime nominal.

É também importante salientar que a forma como as perdas “não Joule” são aqui tratadas não altera em nada o valor da impedância equivalente do motor em regime nominal, isto é, quando aplicada a tensão nominal à entrada do circuito da figura anterior, obtém-se efectivamente o valor da corrente e factor de potência nominais; obviamente, ter-se-á também o valor da potência absorvida pelo motor (regime nominal).

De referir que em (Sá, 1988) é feita uma análise relativa à modelização das perdas no ferro e perdas adicionais (cujas naturezas físicas não são mecânicas) através de grandezas mecânicas, sendo também justificada esta opção, tendo presente o objectivo fixado.

Do exposto, a aplicação do modelo anterior conduz à introdução de um novo parâmetro, a_n , que traduz, para o regime nominal, a relação entre o binário assim calculado (t_{eln}) e o binário útil desenvolvido pelo motor (t_n): (Sá, 1988)

$$t_{eln} = (1+a_n) t_n \quad (4.1)$$

sendo:

$$a_n = a_{fe\ n} + a_{mec\ n} + a_{adic.\ n} \quad (4.2)$$

ou seja, a_n é igual à razão entre o binário fictício associado às perdas “não Joule” em regime nominal e o valor do binário útil efectivamente desenvolvido em regime nominal.

4.3.1 Formulação Matemática do Método

Feita a apresentação, quanto aos fundamentos teóricos e hipóteses estabelecidas em que assenta o método seleccionado, apresenta-se em seguida a sua formulação matemática, que constitui o substracto do algoritmo desenvolvido.

Salienta-se o facto de todas as expressões matemáticas incluídas no algoritmo estarem expressos em p.u.

Como foi referido, a formulação do problema assenta nos seguintes regimes:

- **Funcionamento em regime nominal:** Partindo do modelo da figura 4.1, é possível definir duas equações correspondentes às componentes real e imaginária da impedância equivalente do motor, \mathbf{Z}_{eqn} ; por outro lado, é também sobejamente conhecida a expressão do binário electromagnético nominal do motor, T_{eln} , extraída do mesmo modelo. No entanto, aquele inclui também as perdas “não Joule” pelo que haverá que introduzir a variável (a_n).

(nas equações seguintes, as letras minúsculas indicam valores relativos (p.u.))

$$\text{Re}(\mathbf{z}_{eqn}) = z_{ren} = f(r_{sn}, r_{rn}, x_{frn}, x_{mn}, s_n) \quad (4.3)$$

$$z_{ren} = \frac{\frac{r_{rn}}{s_n} x_{mn}^2}{\left(\frac{r_{rn}}{s_n}\right)^2 + \left(\frac{x_{mn}}{k_n}\right)^2} + r_{sn} \quad (4.4)$$

$$\text{Im}(\mathbf{z}_{eqn}) = z_{imn} = f(r_{rn}, x_{fsn}, x_{frn}, x_{mn}, s_n) \quad (4.5)$$

$$z_{imn} = -\frac{\frac{x_{mn}^3}{k_n}}{\left(\frac{r_{rn}}{s_n}\right)^2 + \left(\frac{x_{mn}}{k_n}\right)^2} + \frac{x_{mn}}{k_n} \quad (4.6)$$

$$t_{eln} = f(r_{rn}, s_n, i_{rn}) \quad (4.7)$$

$$(1 + a_n) t_n = \frac{r_{rn}}{s_n} i_{rn}^2 \quad (4.8)$$

com:

$$i_{rn} = |\mathbf{i}_{rn}| = f(r_{sn}, r_{rn}, x_{fsn}, x_{frn}, x_{mn}, s_n) \quad (4.9)$$

- **Funcionamento em regime de binário máximo:** Através do modelo da figura 4.1 e dentro das considerações estabelecidas para este regime de funcionamento, obtém-se também a expressão do binário máximo desenvolvido. Deste modo, é fundamental a determinação da expressão do deslizamento para este funcionamento (s_{\max}), também em função dos parâmetros referidos. Em termos matemáticos, com todos os valores em p.u., o binário máximo é expresso por:

$$t_{el(max)} = f(r_{rn}, s_{\max}, i_{r(max)}) \quad (4.10)$$

$$k_c (1 + a_{(max)}) t_n = \frac{r_{rn}}{s_{\max}} i_{r(max)}^2 \quad (4.11)$$

com:

$$i_{r(max)} = |i_{r(max)}| = f(r_{sn}, r_{rn}, x_{fsn}, x_{frn}, x_{mn}, s_{\max}) \quad (4.12)$$

$$s_{\max} = f(r_{sn}, r_{rn}, x_{fsn}, x_{frn}, x_{mn}) \quad (4.13)$$

Quanto aos parâmetros das expressões anteriores, tem-se:

r_{sn} – resistência do estator por fase, referida à temperatura de referência da classe de isolamento do motor.

r_{rn} – resistência nominal do rotor por fase, referida ao estator.

x_{fsn} – reactância parcial de fugas nominal do estator por fase, referida ao estator.

x_{frn} – reactância parcial de fugas nominal do rotor por fase, referida ao estator.

x_{mn} – reactância de magnetização nominal por fase, referida ao estator.

s_n – deslizamento nominal.

s_{\max} – deslizamento em regime de binário máximo.

$k_c = T'_M / T'_n$ – coeficiente de sobrecarga mecânica.

$a_{(max)}$ – razão entre o binário fictício associado às perdas “não Joule” no regime de “binário máximo” e o valor do binário útil efectivamente desenvolvido nesse mesmo regime.

Os primeiros membros das quatro equações anteriores são conhecidos à partida. O número de variáveis existentes perfaz um total de nove (incluindo a_n e $a_{(max)}$).

A frequência do fluxo do rotor no funcionamento com binário máximo, aumenta, relativamente ao regime nominal. É pois de prever um aumento das perdas no ferro e adicionais, no rotor. No entanto, porque a velocidade é menor, haverá um decréscimo nas perdas mecânicas em comparação ao regime nominal. Por outro lado, o facto de haver também algum decréscimo nas perdas do ferro no estator permite considerar $a_{(max)} = a_n$ (Sá, 1988).

Repare-se também que r_{sn} , s_n e k_c são conhecidos; a hipótese admitida de que $x_{fsn} = x_{frn}$ elimina uma incógnita: os valores relativos das reactâncias de fugas passam a ser representadas pela variável x_{fn} .

Finalmente, chega-se à formulação matemática de um sistema de quatro equações com quatro incógnitas (a_n , r_m , x_{fn} , x_{mn}): há uma solução única, possível e determinada.

De acordo com a metodologia seguida, as quatro incógnitas associadas ao sistema de equações anterior serão as seguintes:

$$\rightarrow (a_n, k_n, r_m, x_{mn})$$

as quais resultam de uma mudança de variável relativamente a x_{fn} , tal como indicado a seguir:

$$k_n = \frac{x_{mn}}{x_{mn} + x_{fn}} \rightarrow x_{fn} = \frac{1 - k_n}{k_n} x_{mn} \quad (4.14)$$

k_n é o inverso do coeficiente parcial de fugas de Hopkinson (nominal), igual para o estator e o rotor ($x_{fsn} = x_{frn} = x_{fn}$).

Mais à frente se tornará clara a razão desta mudança de variável.

4.3.2 Algoritmo de Estimação dos Parâmetros em Regime Nominal

Serão agora apresentadas as principais expressões e equações desenvolvidas neste trabalho.

O algoritmo é composto pelas equações (4.4), (4.6), (4.8) e (4.11).

Com a equação (4.11) obteve-se a seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
 x_{mn}(a_n, k_n) = & \frac{k_n^3}{\sqrt{2}(1-k_n^2)} \left[\frac{r_{sn}^2}{k_n^4} (2k_n^2 - 3) - \left(\frac{r_{sn}}{k_c(1+a_n)t_n} - \frac{1}{4k_c^2(1+a_n)^2 t_n^2} \right) + \right. \\
 & + \left[\left(-\frac{r_{sn}^2}{k_n^4} (2k_n^2 - 3) + \frac{1}{k_c(1+a_n)t_n} \left(r_{sn} - \frac{1}{4k_c(1+a_n)t_n} \right) \right)^2 + \frac{r_{sn}^2}{k_n^4} \left(\frac{1}{k_c(1+a_n)t_n} - 2r_{sn} \right)^2 - \right. \\
 & \left. \left. - \frac{4}{k_n^8} r_{sn}^4 (2(1-k_n^2)^2 + 1) \right]^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

Substituindo esta expressão em (4.8), obteve-se:

$$\begin{aligned}
 r_m(a_n, k_n, x_{mn}(a_n, k_n)) = & \\
 = & \frac{s_n k_n^2}{2(1+a_n)t_n} \times \frac{1}{\left(\frac{r_{sn}}{x_{mn}(a_n, k_n)} k_n \right)^2 + 1} \left[1 - 2r_{sn}(1+a_n)t_n + \frac{1}{k_c} \left[4(r_{sn} k_c(1+a_n)t_n)^2 - \right. \right. \\
 & \left. \left. - 4r_{sn} k_c^2(1+a_n)t_n + k_c^2 - \left(\frac{4(x_{mn}(a_n, k_n) k_c(1+a_n)t_n)^2}{k_n^4} \left(\frac{1-k_n^2}{k_n} \right)^2 + \frac{4(r_{sn} k_c(1+a_n)t_n)^2}{k_n^4} \right) \times \right. \right.
 \end{aligned}$$

$$\times \left[\left(\frac{r_{sn}}{X_{mn}(a_n, k_n)} k_n \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.16)$$

Substituindo estas expressões em (4.4) e (4.6) o problema, em termos matemáticos, resume-se a determinar a solução de um sistema de duas equações algébricas não lineares, com duas incógnitas (a_n , k_n).

Naturalmente, a solução será obtida por via numérica. Como se sabe, a velocidade de convergência do algoritmo é função, não só do método iterativo utilizado mas, também, dos valores iniciais atribuídos às variáveis: é neste ponto que reside a razão fundamental na escolha das variáveis a_n e k_n .

Em (Sá, 1988) é feito um estudo relativo às leis de variação destes parâmetros, consoante a potência e o número de pólos, em motores convencionais (equivalentes à classe EFF3). As conclusões alcançadas foram aqui utilizadas para fixar esses valores iniciais.

Desta forma, os valores inicialmente atribuídos a k_n e a_n foram, respectivamente, **0,95** e **0,06**.

De referir que estes valores foram mantidos na aplicação do algoritmo a toda a população de motores analisada neste trabalho, com dois e quatro pólos. Em todas as aplicações efectuadas registou-se uma rápida convergência do algoritmo para a solução final (número de iterações inferior a 5). No anexo 3 são apresentados dois exemplos do cálculo efectuado.

4.3.3 Tratamento das Equações do Algoritmo

As expressões apresentadas são o resultado de um processo moroso, de afinações dos termos que as constituem. Durante essa fase, os resultados obtidos foram confrontados com os valores alcançados com o algoritmo original (Sá, 1988), onde nem sempre se verificaram semelhanças. Com a continuação dos acertos, verificou-se que as principais diferenças nos resultados apareciam, essencialmente, nas gamas de potências inferiores.

Com base nos valores típicos da resistência do estator (r_{sn}) neste género de motores, numa primeira fase da determinação das equações do algoritmo anterior, foram considerados como desprezáveis a quase generalidade dos termos com potências de r_{sn} , sobretudo, superiores à terceira ordem. Também no desenvolvimento do algoritmo original, havia sido considerada a reduzida influência dos termos com potências de r_{sn} , embora não da mesma forma pelo que, os dois algoritmos obtiveram expressões de x_{mn} e r_m distintas. Desta forma, e porque as diferenças nos resultados, tinham tendência a anular-se para os motores de maiores potências, onde os valores de r_{sn} são menores, concluiu-se que os termos anteriormente desprezados poderiam ter um “peso” mais significativo, do que o previsto inicialmente. Em consequência, procedeu-se a uma revisão nos dois algoritmos (o original e o obtido nessa fase do trabalho), no sentido de incluir os termos em r_{sn} , anteriormente desprezados. Decorrido esse período, verificou-se que os resultados obtidos com os dois algoritmos revistos eram sensivelmente os mesmos, para toda a gama de potências em análise (1,1 kW – 90 kW).

As expressões 4.15 e 4.16 correspondem à versão definitiva do algoritmo utilizado neste trabalho, na determinação dos parâmetros nominais de motores de indução trifásicos.

Embora, nas potências mais baixas, a resistência estatórica varie com as classes EFF (diminui no sentido EFF3-EFF2-EFF1), e, portanto, a influência dos termos em r_{sn} varia com a classe considerada, verificou-se que os resultados obtidos com esta versão final do algoritmo, aqui apresentada, e com as versões obtidas ao longo do trabalho, apresentam algumas diferenças nos parâmetros calculados, para as três classes, sobretudo nas gamas inferiores a 7,5 kW, sendo de salientar as diferenças em a_n (perdas “não Joule” nominais).

4.4 Resultados Obtidos

O algoritmo anterior foi aplicado a uma população de motores de indução trifásicos (400V, 50 Hz), de dois e quatro pólos, cujas potências se encontram abrangidas na gama definida no acordo CE/CEMEP (entre 1,1 kW e 90 kW), referido no capítulo 2. Desse modo, para cada motor, foram estimados os seguintes parâmetros nominais:

- inverso do coeficiente parcial de fugas de Hopkinson nominal do motor (k_n);

- razão entre o binário fictício associado às perdas “não Joule” nominais e o valor do binário útil efectivamente desenvolvido em regime nominal (a_n);
- reactância de magnetização nominal, por fase e referida ao estator (x_{mn});
- reactância parcial de fugas nominal do motor, por fase e referida ao estator ($x_{fn} = x_{fsn} = x_{frn}$);
- resistência nominal do rotor, por fase e referida ao estator (r_{rn}).

A população de motores analisada é composta por 105 unidades, com a seguinte distribuição:

- [illegible]

Dos resultados obtidos, serão aqui apresentados e analisados apenas os que se referem aos motores de quatro pólos. Os motivos assentam, essencialmente, nos seguintes aspectos:

- A população de motores utilizada neste trabalho é composta por 105 unidades, sendo 34 o número de motores de dois pólos. Desta forma, apenas 32% dos motores que foram analisados são de dois pólos.
- As evoluções obtidas dos parâmetros nominais dos motores, em função da potência e das classes de eficiência, têm andamentos semelhantes para dois e quatro pólos. De referir que esta foi a razão principal que levou à tomada da decisão de apresentar nesta secção apenas os resultados para os motores de quatro pólos.

A tabela fornecida no anexo 1 contém os valores obtidos dos parâmetros nominais, em p.u. e em valores absolutos, para os motores de quatro pólos. No anexo 2 são apresentados resultados análogos, referentes aos motores de dois pólos.

4.4.1 Evoluções de a_n , r_{sn} e r_m

Nas figuras 4.2 e 4.3 são indicadas, em função da potência nominal do motor e para as três classes de eficiência consideradas, as evoluções obtidas para, respectivamente, o parâmetro a_n e a resistência do estator, r_{sn} , a qual foi obtida através da informação disponibilizada pelos fabricantes dos motores utilizados. A figura 4.4 refere-se às evoluções da resistência equivalente do rotor, referida ao estator, r_m .

De referir que os valores apresentados para r_{sn} , e que foram utilizados na aplicação do algoritmo, referem-se à temperatura de referência da classe de isolamento de cada motor.

Novamente se salienta que tais valores se referem ao regime nominal de funcionamento.

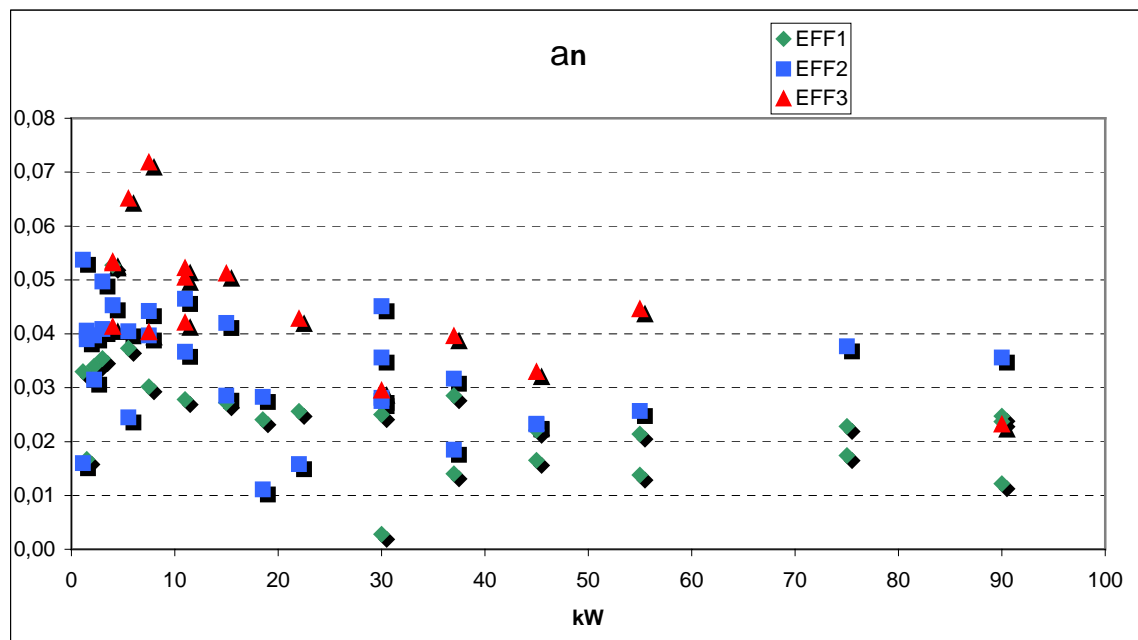


Figura 4.2 Evolução de a_n em motores de 4 pólos

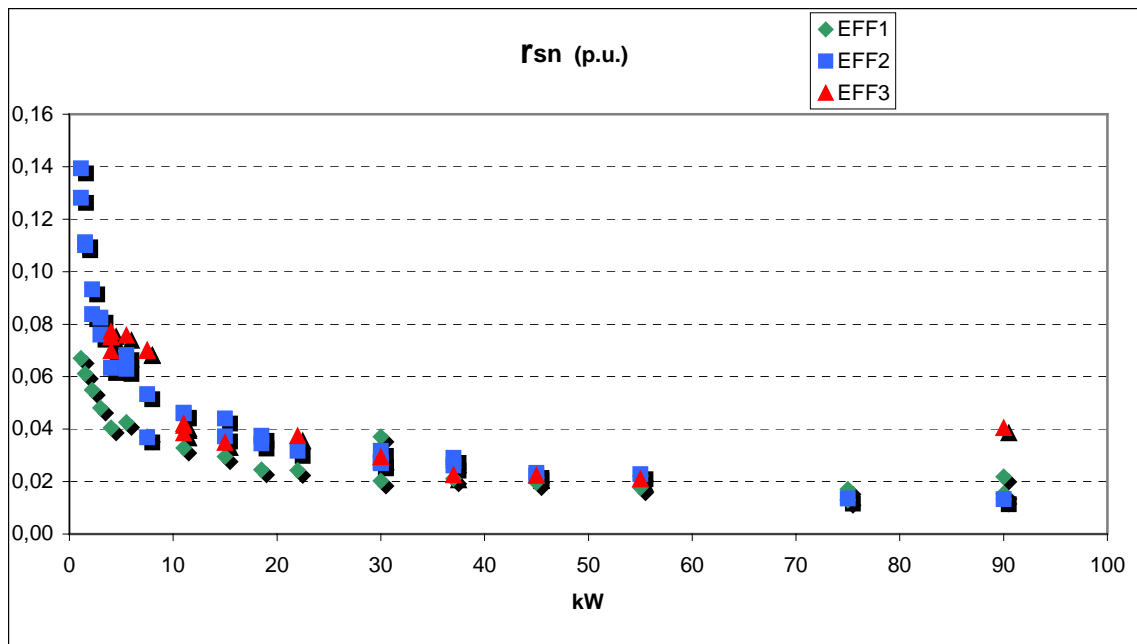


Figura 4.3 Evolução de r_{sn} em motores de 4 pólos

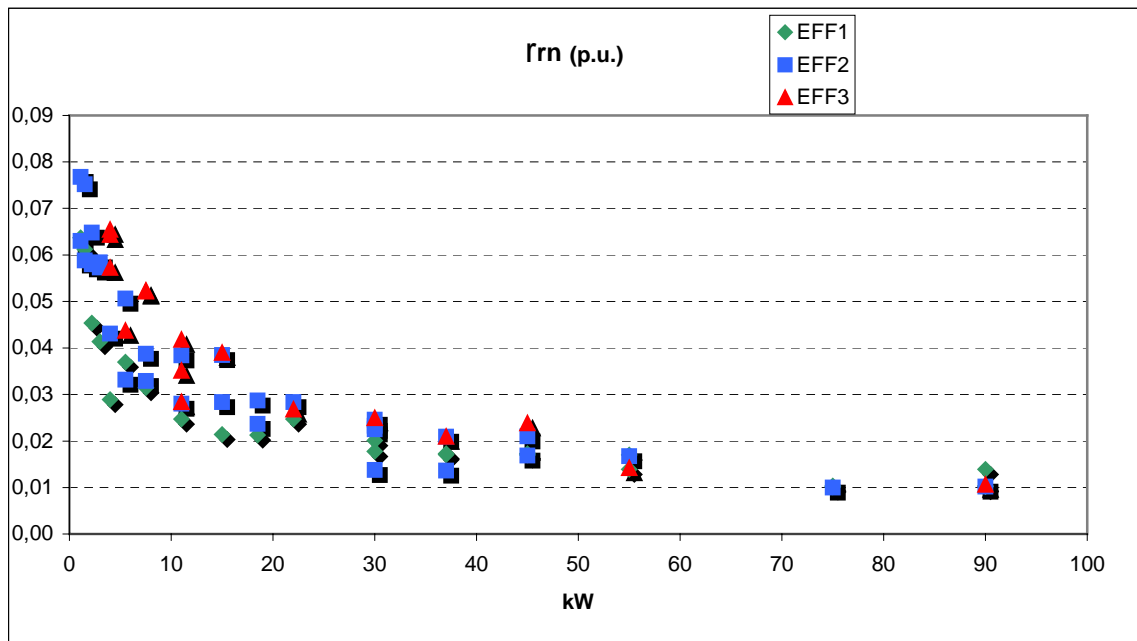


Figura 4.4 Evolução de r_m em motores de 4 pólos

Os parâmetros das três figuras anteriores estão directamente relacionados com as várias componentes de perdas do motor. Como foi já explicitado anteriormente, dos valores de

r_{sn} e r_m dependem, respectivamente, as perdas por efeito de Joule nominais no estator e no rotor; ao parâmetro a_n estão associadas as perdas magnéticas, mecânicas e adicionais em regime nominal. Desta forma, das curvas anteriores são visíveis as seguintes tendências:

- gama de potências compreendida entre [1,1-10] kW – os motores pertencentes à classe EFF3 apresentam, genericamente, valores mais elevados para os vários tipos de perdas internas, o que é significativo para as perdas “não Joule” – parâmetro a_n . Quanto às classes EFF1 e EFF2, os resultados obtidos indiciam que é também na diminuição de r_{sn} (perdas por efeito de Joule no estator) que reside a principal contribuição para o aumento do rendimento da classe EFF1. Há também tendência para uma diminuição do valor de r_m nos motores EFF1, face à classe EFF2; no entanto, a diminuição das perdas por efeito de Joule no rotor é francamente mais ténue. Quanto às perdas “não Joule”, há também diferenças significativas a assinalar no valor de a_n entre estas duas classes.
- gama de potências compreendida entre]10-30] kW – relativamente às perdas por efeito de Joule, é de destacar a aproximação dos valores de r_{sn} entre as classes EFF2 e EFF3. Os motores EFF1 têm menores valores, embora a diferença face a EFF3 seja menor do que no intervalo anterior. Em relação a r_m , também se verificam diferenças menores, face à classe EFF3, embora com uma aproximação menor, com os valores mais reduzidos a pertencerem à classe EFF1. Relativamente a a_n , regista-se um ligeiro aumento relativo (médio) na classe EFF1 face à classe EFF3, permanecendo constante para a classe EFF2.
- gama de potências compreendida entre]30-90] kW – os resultados apontam para uma convergência dos valores de r_{sn} e r_m nas três classes, sobretudo em r_{sn} . Assim, as diferenças nas perdas por efeito de Joule no rotor, entre classes, parecem ser ligeiramente mais acentuadas, relativamente às estatóricas. Para a classe EFF1 é de registar que o valor relativo de a_n , face à classe EFF3, é semelhante ao encontrado nas potências mais baixas. Quanto aos motores EFF2, há a registar um aumento significativo no valor de a_n , em relação à classe EFF3.

Os resultados obtidos espelham claramente alguns factos já conhecidos, sendo de salientar a tendência para o aumento do rendimento com a potência nominal: a diminuição de r_{sn} e r_m (muito acentuada nas gamas de potência inferiores, tornando-se mais suave nas

potências mais elevadas) atesta bem este facto, bem como a diminuição de a_n , em valor absoluto, à medida que a potência aumenta, e que se verifica em cada uma das classes anteriores.

4.4.2 Evoluções de k_n , x_{fn} e x_{mn}

Nas figuras 4.5 e 4.6 são apresentadas, em função dos valores nominais da potência, as evoluções obtidas de, respectivamente, o valor nominal do inverso do coeficiente de Hopkinson e as reactâncias de fugas nominais do estator e do rotor referida ao estator (estas últimas apresentam o mesmo valor em p.u.).

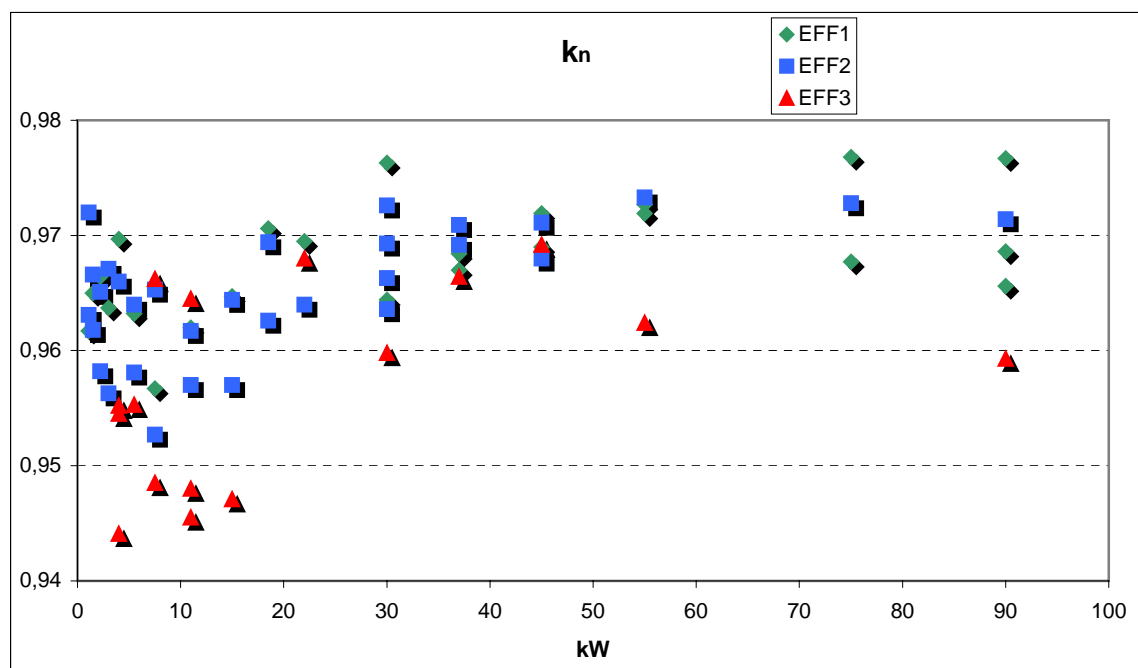


Figura 4.5 Evolução de k_n em motores de 4 pólos

De acordo com a definição de k_n , a respectiva curva de valores traduz a variação do “peso” relativo de x_{fn} face a x_{mn} . Desta forma, há a referir o seguinte:

O parâmetro k_n tem uma evolução que cresce assintoticamente com a potência do motor, nas três classes. No intervalo [1,1-20] kW os motores EFF3 têm nitidamente valores inferiores às restantes classes, estando relacionado com o facto das respectivas razões x_{fn}/x_{mn} serem muito superiores aos valores correspondentes nas classes EFF2 e EFF1. Embora haja alguma atenuação nas diferenças de k_n , nas potências superiores, os

valores na classe EFF3 são inferiores aos das outras duas classes, agora em resultado do acréscimo de x_{mn} nos motores EFF1 e EFF2.

Este aspecto traduz o facto, já antevisto anteriormente, de que é nos motores mais pequenos que as alterações das reactâncias de fugas entre classes se fazem sentir de forma mais evidente, em resultado da alteração nas dimensões e geometria das ranhuras e distribuição dos enrolamentos da máquina, com vista à diminuição das resistências da máquina.

Estas afirmações estão bem patentes na figura 4.6, onde são indicadas as variações obtidas para a reactância de fugas nominal, x_{fn} , nas três classes, em função do valor da potência nominal dos motores.

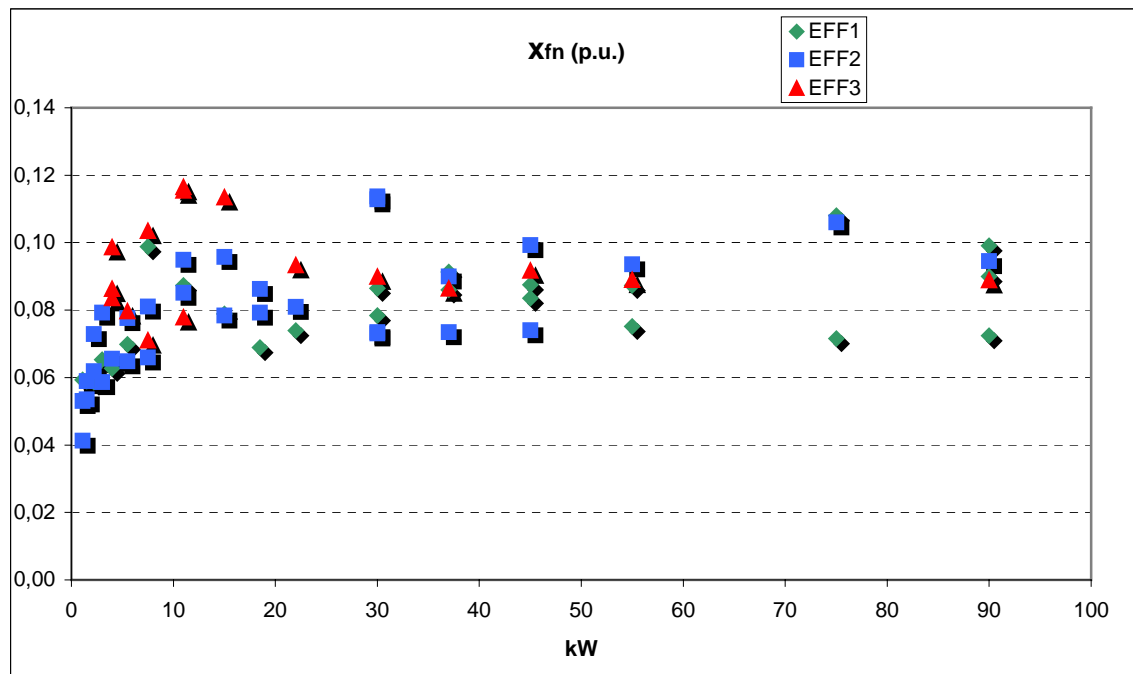


Figura 4.6 Evolução de X_{fn} em motores de 4 pólos

No intervalo [1,1-10] kW, são notórios os menores valores de x_{fn} nos motores EFF1 e EFF2, face a EFF3.

Face a EFF3, no intervalo]10-30] kW há uma aproximação no valor relativo de x_{fn} , nos motores EFF2; na classe EFF1, e em termos relativos, não há alterações a registar em x_{fn} . Acima dos 30 kW há uma aproximação muito elevada de x_{fn} , entre as três classes, encontrando-se os menores valores na classe EFF1.

Na figura 4.7 são apresentadas as evoluções obtidas para x_{mn} .

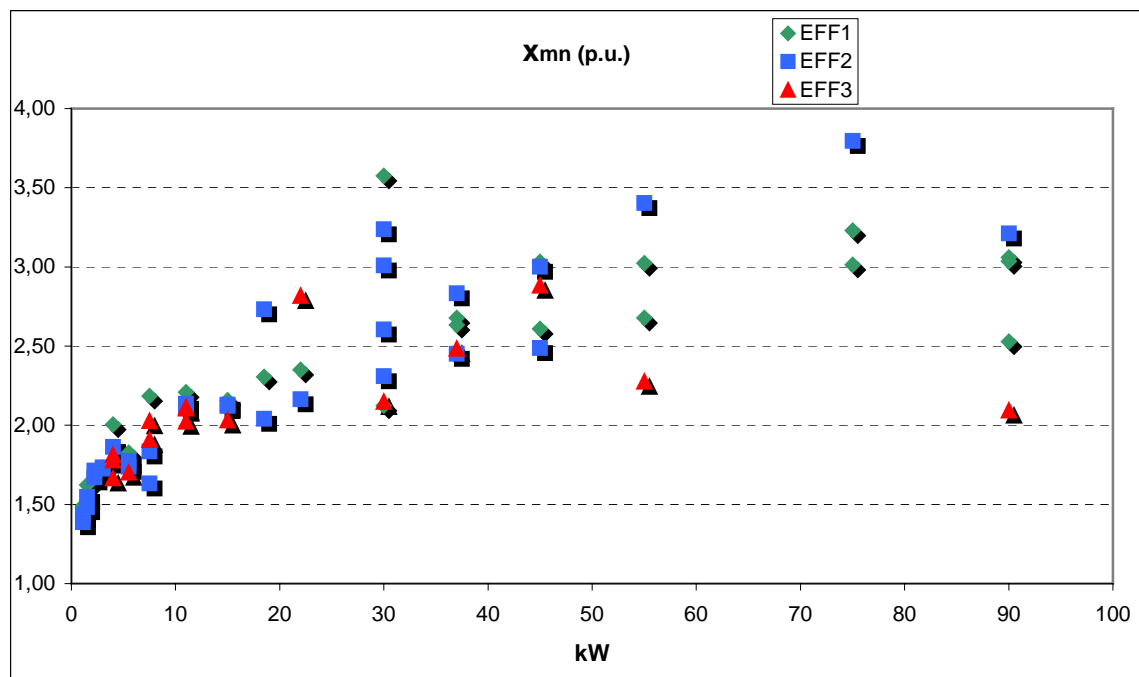


Figura 4.7 Evolução de X_{mn} em motores de 4 pólos

Na figura 4.8 são realçados os resultados nas potências mais baixas.

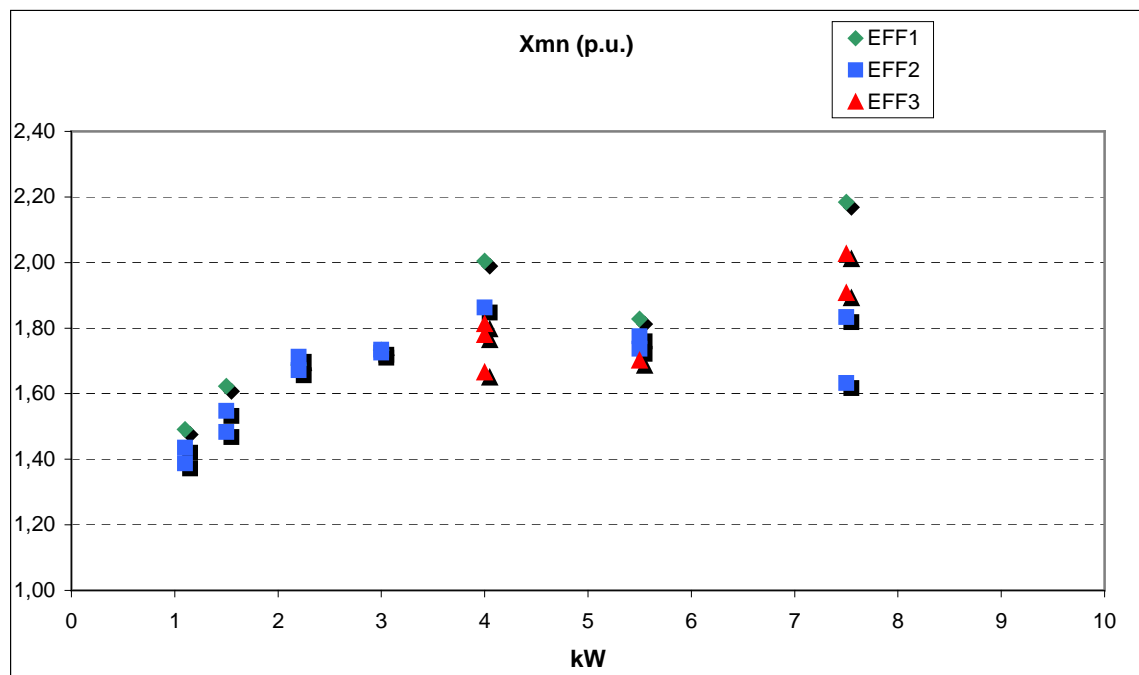


Figura 4.8 Evolução de X_{mn} em motores de 4 pólos – [1,1-10] kW

As diferenças observadas reflectem evoluções distintas nos circuitos magnéticos dos motores das diferentes classes.

Face à classe EFF3, os resultados apontam para um aumento relativo em x_{mn} , aproximadamente constante em toda a gama de potências considerada, nos motores EFF1. Na classe EFF2, registam-se aumentos relativos em x_{mn} , crescentes com a potência nominal, sendo, em termos médios, superiores ao verificado na classe EFF1, no intervalo]30-90] kW.

A variação da capacidade de sobrecarga mecânica dos motores das três classes é, de alguma forma, explicitada nas características anteriores: o binário máximo desenvolvido é função dos valores da resistência do estator, das reactâncias de fugas e da reactância de magnetização. Por este motivo, vale a pena analisar a figura 4.9, que se refere à evolução de k_o em função da potência nominal, considerando as três classes anteriores.

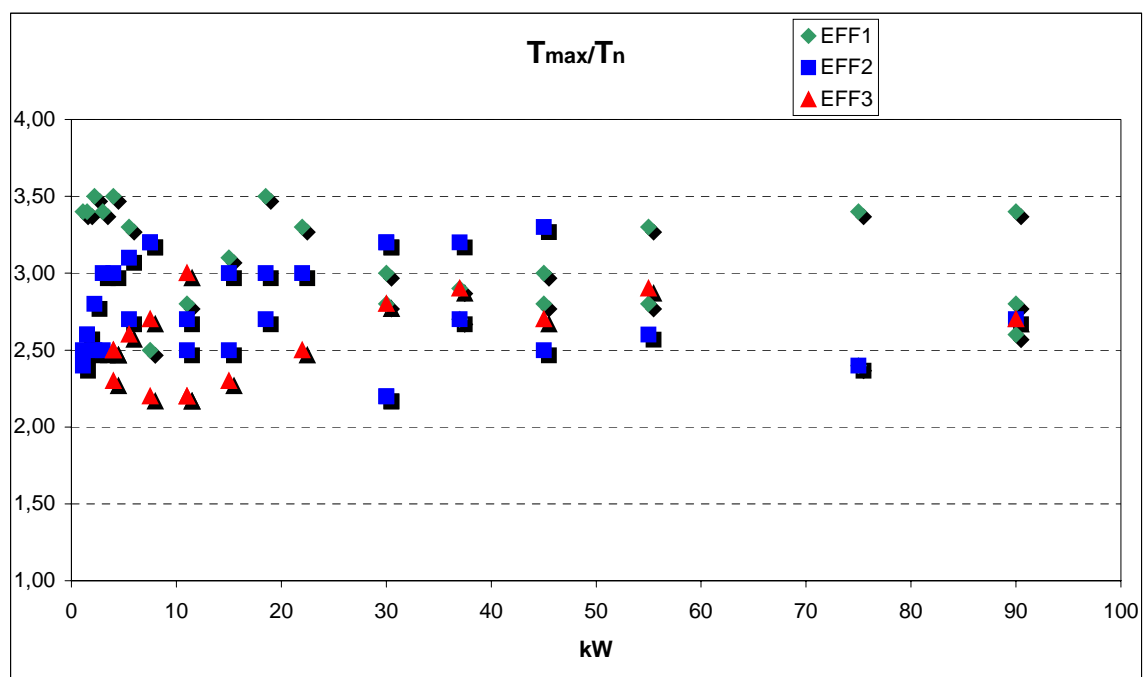


Figura 4.9 Evolução do coeficiente de sobrecarga mecânica em motores de 4 pólos

É bem visível o aumento deste parâmetro nos motores das classes EFF1 e EFF2 face aos motores EFF3, com particular destaque para os motores EFF1, no intervalo[1,1-30] kW.

É interessante verificar que no intervalo referido, as diferenças nas capacidades de sobrecarga entre classes são determinadas pelos valores de r_{sn} e x_{fn} , diminuindo a influência daquele à medida que os respectivos valores entre classes se vão aproximando. Por outro lado, em função dos resultados obtidos, a influência de x_{mn} parece ser mais visível para os motores EFF2, atendendo às menores variações obtidas na classe EFF1 (em função da potência nominal).

4.4.3 Evoluções dos Momentos de Inércia nas Três Classes

As figuras 4.10 e 4.11 referem-se à evolução da energia cinética relativa (H), onde são patentes as alterações nos momentos de inércia (J) entre classes. De referir que os valores de J foram fornecidos pelos fabricantes dos motores.

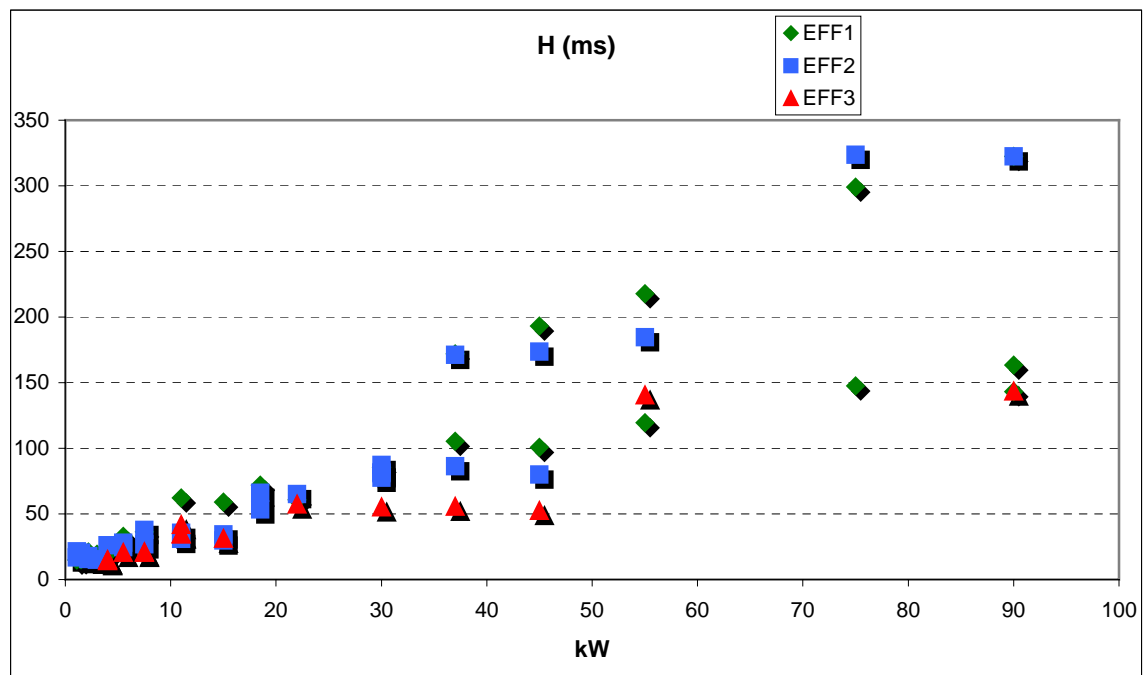


Figura 4.10 Energia cinética relativa em motores de 4 pólos

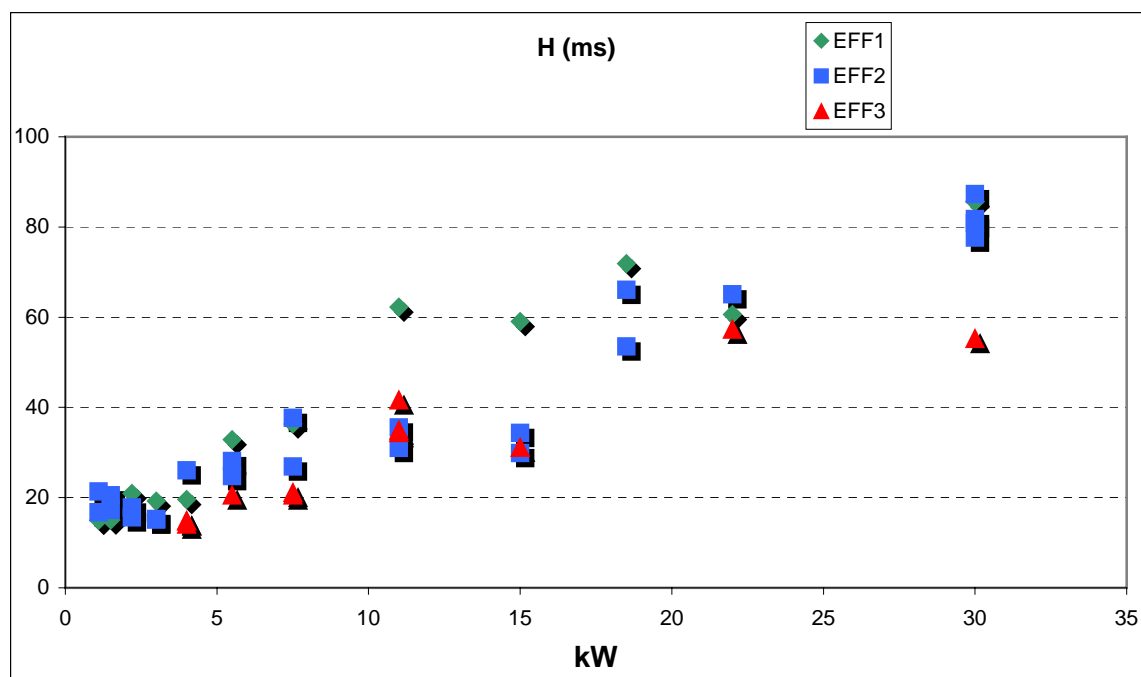


Figura 4.11 Energia cinética relativa em motores de 4 pólos – [1,1-30] kW

Em relação a EFF3, verifica-se que as diferenças são maiores nos motores de potências mais baixas, inferiores a 10 kW. No intervalo]10-30] kW, as diferenças atenuam-se, principalmente nos motores EFF2. Nas potências superiores a 30 kW, há a registar um ligeiro aumento relativo deste parâmetro em relação a EFF3, em comparação com o intervalo anterior. Na classe EFF1 regista-se uma diminuição.

É ainda de referir que, para esta gama de potências, no cálculo dos valores médios de H não foram considerados alguns valores, atendendo que num dos fabricantes verificou-se haver um aumento relativo deste parâmetro, nas classes EFF1 e EFF2, muito superior ao encontrado nos restantes fabricantes.

4.4.4 Resultados Obtidos para as Constantes de Tempo

Nesta secção são apresentados os resultados obtidos para as constantes de tempo que condicionam a dinâmica do funcionamento do motor, e que foram indicadas no capítulo 2, aquando da apresentação do respectivo modelo.

Desta forma, há a considerar:

T'_s – constante de tempo transitória do estator.

T_{r0} – constante de tempo do rotor com o estator em circuito aberto.

T'_r – constante de tempo transitória do rotor.

As curvas obtidas referentes à variação de T'_s , em função dos valores nominais das potências, para as três classes de eficiência, estão representadas na figura 4.12.

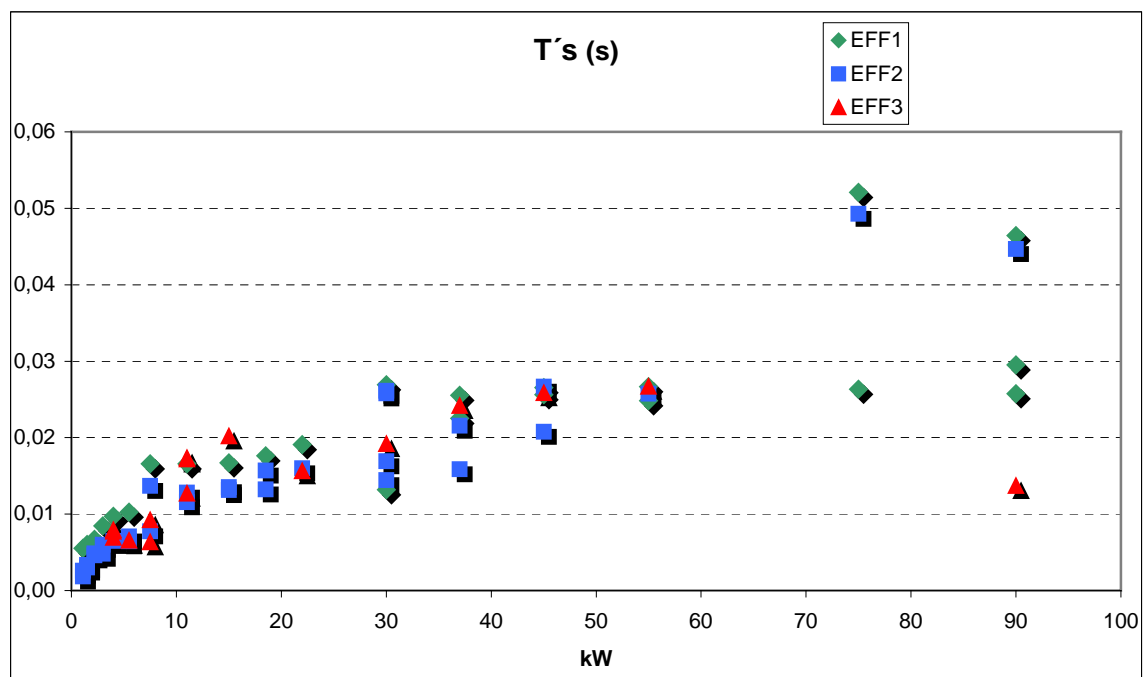


Figura 4.12 Evolução de T'_s em motores de 4 pólos

Há uma tendência para o aumento de T'_s com a potência nominal, sendo de registrar que os valores mais elevados se encontram, principalmente, nos motores da classe EFF1 inferiores a 30 kW. Acima deste valor, os motores EFF2 apresentam valores superiores.

A figura 4.13 evidencia os resultados obtidos nas gamas mais baixas.

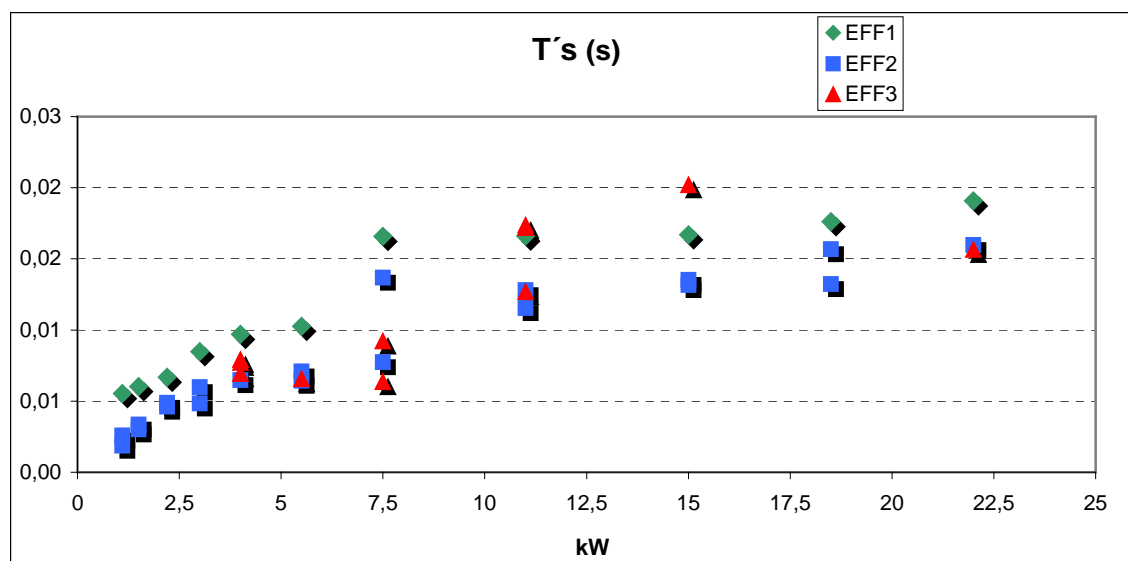


Figura 4.13 Evolução de $T's$ em motores de 4 pólos – [1,1-25] kW

Atendendo à expressão (2.73), as evoluções observadas neste parâmetro reflectem as variações de r_{sn} , x_{fn} e x_{mn} .

Na gama compreendida entre [1,1-10] kW é manifesta a diferença relativa encontrada para os motores da classe EFF1, face às outras duas, o que traduz as maiores diferenças de r_{sn} entre classes.

No intervalo compreendido em]10-30] kW, os valores nas três classes tendem a aproximar-se. Acima dos 30 kW, a tendência é para os maiores valores se encontrarem nos motores EFF2, em resultado dos maiores valores de x_{mn} .

Na figura 4.14 são apresentadas as curvas que caracterizam a evolução de T_{r0} nas três classes consideradas.

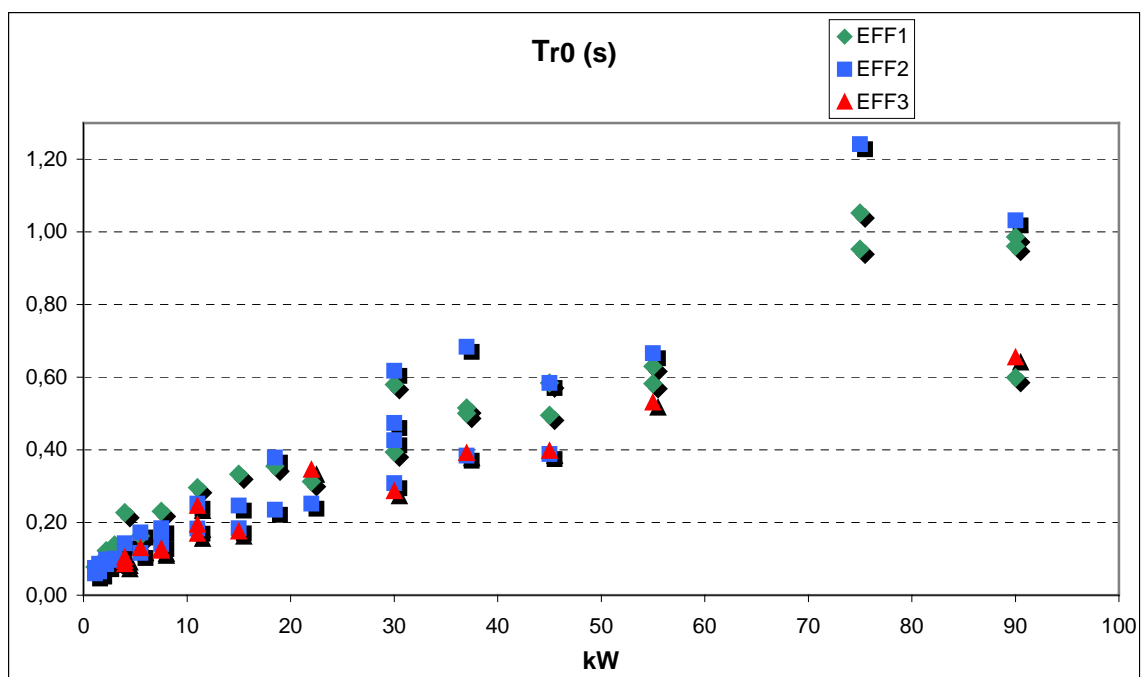


Figura 4.14 Evolução de T_{r0} em motores de 4 pólos

A figura 4.15 ilustra de forma mais perceptível as evoluções no intervalo [1,1-25[kW.

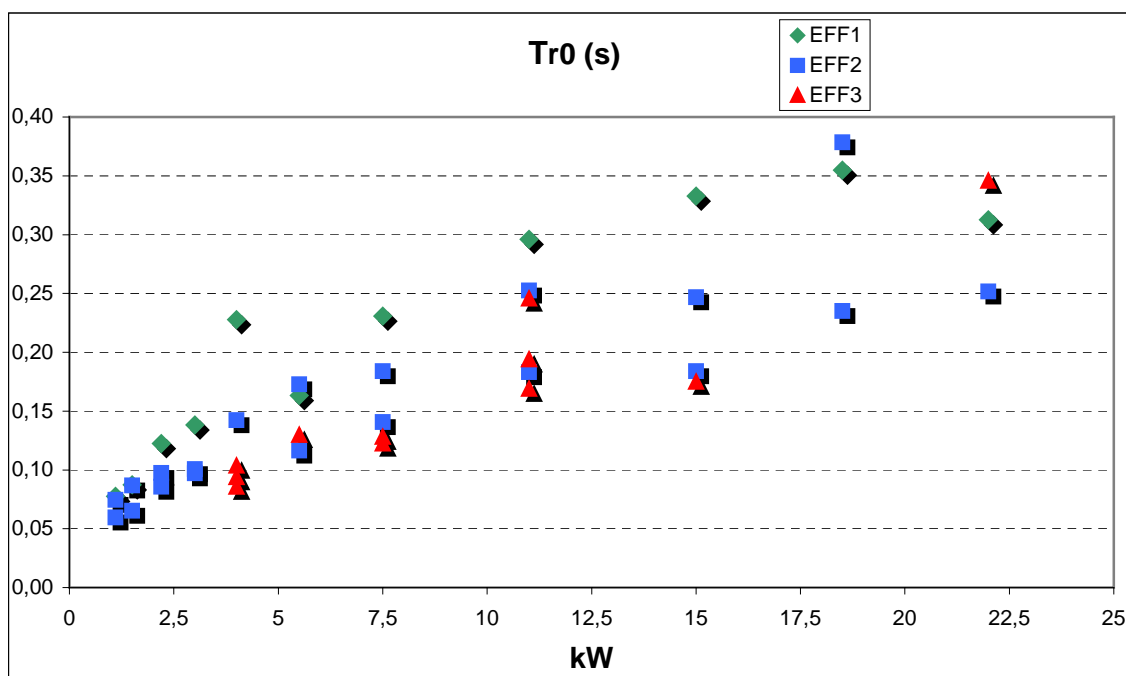


Figura 4.15 Evolução de T_{r0} em motores de 4 pólos– [1,1-25[kW

Em termos gerais, as diferenças relativas, face a EFF3, são maiores do que as registadas para T'_s . Nas potências inferiores a 30 kW, os valores mais elevados a pertencerem à classe EFF1, o que parece resultar, principalmente, das diferenças relativas de r_{sn} e r_{m} , entre classes – expressão (2.76).

Nas gamas de potência mais elevada, é sobretudo pelo aumento de x_{mn} que os valores de T'_{r0} aumentam, bem visíveis nos motores das classes EFF1 e EFF2, relativamente a EFF3, principalmente, acima dos 30 kW.

As evoluções obtidas dos valores de T'_r (expressão (2.74)) nas três classes de eficiência estão representadas nas figuras 4.16 e 4.17.

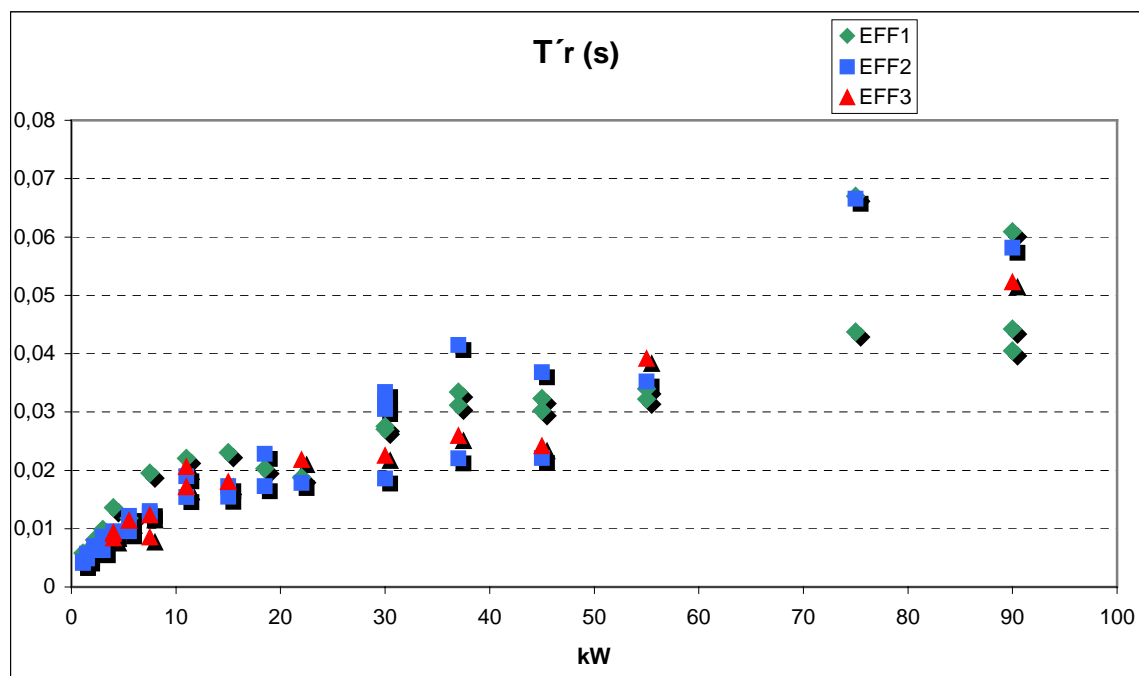


Figura 4.16 Evolução de T'_r em motores de 4 pólos

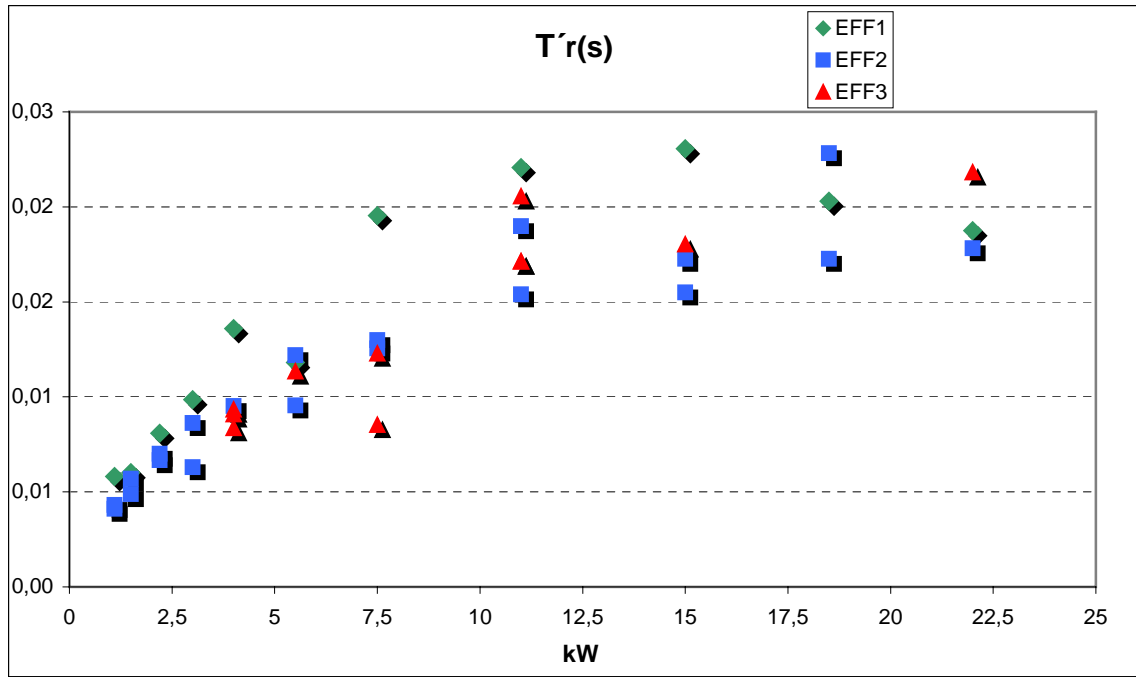


Figura 4.17 Evolução de T'_r em motores de 4 pólos– [1,1-25[kW

Na gama [1,1-30] kW é bem visível que os valores mais elevados deste parâmetro pertencem à classe EFF1. À semelhança das constantes de tempo anteriores, é nos motores mais pequenos que se verificam maiores diferenças relativas, motivadas pelos menores valores de r_m nas classes EFF1 e EFF2.

Na gama compreendida entre]30-90[kW, as evoluções apontam no sentido de haver uma maior aproximação relativa nos valores de T'_r , sobretudo entre EFF1 e EFF3. Na classe EFF2, os aumentos verificados em x_{mn} parecem explicar o maior afastamento em relação a EFF3.

É ainda de referir que, em virtude de ter sido admitido que $x_{fsn}=x_{fm}=x_{fn}$, tem-se:

$$T'_s / T'_r = r_m / r_{sn} \quad (4.17)$$

4.5 Evolução das Características de Projecto e Construção nas Três Classes de Motores de Indução Trifásicos (EFF3-EFF2-EFF1)

Os resultados apresentados na secção anterior são indicadores das várias alterações que foram efectuadas, ao nível de projecto e fabrico, para obtenção de motores com rendimentos mais elevados.

Recordando a secção 2.5, do capítulo 2, a distribuição relativa das perdas internas nos motores de indução trifásicos convencionais (EFF3), nas baixas potências, é caracterizada por haver uma contribuição das perdas por efeito de Joule mais elevada do que as perdas “não Joule”. Para valores crescentes de potência, o valor relativo das perdas não Joule vai aumentando, embora as perdas por efeito de Joule sejam a principal componente de perdas, em qualquer gama de potências considerada.

Os circuitos eléctricos do estator e do rotor dos motores pertencentes ao intervalo [1,1-10] kW, são constituídos, respectivamente, por espiras e barras de secções reduzidas, atendendo à própria dimensão das suas ranhuras. O aumento do rendimento nos motores EFF2 e EFF1 implicou, claramente, diminuições nas perdas por efeito de Joule, com os menores valores verificados na classe EFF1. Necessariamente, o aumento de cobre nos enrolamentos do estator, bem como a secção das barra rotóricas, levou a que as dimensões e geometria das ranhuras dos motores fossem alteradas, sendo de prever ranhuras maiores nos motores daquelas classes, o que parece estar de acordo com os menores valores encontrados para as reactâncias de fugas nominais (x_m) nestas duas classes. É também de considerar ter havido alterações noutras características dos enrolamentos do estator, nomeadamente, na colocação das bobinas nas zonas de mudança de direcção, no número efectivo de espiras e nos factores de enchimento. No entanto, a validade de tais hipóteses está fora do alcance dos resultados obtidos.

Por outro lado, são também visíveis as reduções conseguidas nas perdas “não Joule” nominais, nos motores EFF2 e EFF1, mais visíveis para estes últimos. Os aumentos significativos nos seus momentos de inércia rotóricos (J), face aos motores EFF3, indicam que as dimensões dos respectivos circuitos magnéticos aumentaram e, em consequência da previsível diminuição da indução magnética, as perdas no ferro vêm diminuídas. Por outro lado, também a diminuição das perdas mecânicas e adicionais deverão ter contribuído para a diminuição de a_n nas classes 1e 2.

Para a gama de potências entre]10-30] kW é de referir uma diminuição nas diferenças entre as perdas por efeito de Joule, havendo uma maior aproximação entre os motores EFF3 e EFF2. Há também a registar uma maior aproximação relativa dos valores de x_{fn} entre as classes EFF2 e EFF3, o que pode significar ter havido menos alterações nas ranhuras daqueles motores. Em relação a EFF1, os valores de x_{fn} praticamente apresentam a mesma relação, face aos motores EFF3.

Quanto às perdas “não Joule”, há um ligeiro acréscimo em a_n verificado na classe EFF1, mantendo o mesmo valor na classe EFF2. Embora a diferença deste parâmetro entre as duas classes referidas tenha diminuído, é de referir que o valor relativo destas perdas é maior, comparativamente com os motores mais pequenos, ou seja, a influência destas perdas é agora mais relevante no valor do rendimento dos motores. É também de referir o aumento relativo de x_{mn} na classe EFF2, mantendo praticamente o mesmo valor na classe EFF1.

Nas potências mais elevadas - [30-90] kW - as perdas por efeito de Joule deverão ser mais próximas entre classes, embora seja de esperar obter algumas diferenças nas perdas no rotor nas classes EFF1 e EFF2, face a EFF3. Em relação à classe EFF3, o valor de a_n nos motores EFF2 vem aumentado; para a classe EFF1 há a registar um decréscimo naquele valor, o que se compreende, tendo presente que é neste intervalo de potências que o aumento relativo das perdas “não Joule” é mais notório. De referir também os aumentos nas reactâncias de magnetização dos motores EFF1 e EFF2, em relação a EFF3, em particular, na classe EFF2.

Ainda uma referência às características dos circuitos magnéticos dos motores EFF1 e EFF2: para além da diminuição das perdas no ferro obtida com o aumento da secção útil do circuito magnético do motor (desse modo diminui o valor máximo da indução magnética (B_M)), também o valor da corrente de magnetização (I_m) diminui, principalmente nas potências mais elevadas, a julgar pelos aumentos registados em x_{mn} . Desta forma, o funcionamento dos motores EFF1 e EFF2, em regime nominal (caracterizado por um factor de potência superior) aproxima-se mais da zona linear da característica de magnetização, em comparação com os motores da classe EFF3; este facto contribui para a diminuição das correntes nominais nas classes EFF1 e EFF2, e conseqüente redução das perdas por efeito de Joule nominais.

De notar também que o fabrico de circuitos magnéticos com materiais de permeabilidade magnética mais elevada, bem como menores espessuras do entreferro, permitiu também a diminuição de I_m , com as consequências mencionadas.

Para toda a gama de potências considerada – de 1,1 kW a 90 kW – a ordem de grandeza dos valores obtidos para a_n , indicia que também as perdas mecânicas e adicionais foram reduzidas nos motores EFF1 e EFF2, em particular naqueles. A utilização de melhores rolamentos e a optimização do sistema de ventilação são as principais medidas a implementar na diminuição das perdas mecânicas. A utilização de materiais com melhor qualidade, juntamente com as melhorias no processo de fabrico permitem reduzir as perdas adicionais.

4.6 Integração dos Motores EFF1 e EFF2 em Sistemas de Controlo

Com base nos resultados anteriores há algumas consequências previsíveis do impacto que as modificações dos parâmetros dos motores das classes EFF1 e EFF2 terão nos sistemas e estratégias de controlo referidos no capítulo 3. A análise apresentada está centrada nos seguintes aspectos:

- Consequências sobre os motores daquelas classes quando alimentados por conversores de potência, em particular, inversores fonte de tensão (PWM).
- Impacto sobre as estratégias de controlo vectorial – orientação do campo magnético do rotor - atendendo à relevância dos parâmetros do motor (e suas variações) nestes sistemas.

4.6.1 Conversores de Potência

Embora os motores destinados a ser alimentados através de conversores de potência não estejam abrangidos no acordo CE/CEMEP, referido no capítulo 2, na alimentação de motores EFF1 e EFF2 através de conversores, há a referir o seguinte:

Os valores das reactâncias de fugas e a geometria da máquina têm uma influência determinante nas perdas e condições de funcionamento do motor (binários parasitas e consequente aumento de ruídos e vibrações).

Em relação aos motores da classe EFF3, nas potências mais baixas poderão verificar-se acréscimos nas perdas devido à existência de harmónicos, bem como maior ruído e vibrações no funcionamento dos motores EFF1 e EFF2. A justificação reside nos menores valores das resistências do estator e do rotor, e fundamentalmente, das reactâncias de fugas, embora tais fenómenos possam também ser atenuados com a diminuição do valor da corrente absorvida nestes motores. Desse modo, com o aumento da amplitude dos harmónicos da corrente de alimentação, é de prever que as respectivas perdas por efeito de Joule venham aumentadas. A distribuição do campo magnético, em particular, na zona das ranhuras também deverá sofrer alterações e, como tal, a distribuição e amplitude das perdas no ferro verificadas.

Para valores crescentes da potência nominal é de supor uma maior aproximação entre os motores EFF1 e EFF2, em relação a EFF3 nas consequências da presença de harmónicos, atendendo aos valores de x_{fn} nessas classes e aos menores valores da corrente nos motores EFF1 e EFF2.

Nos motores da gama mais elevada – [30-90] kW – nota-se haver maior proximidade dos valores de x_{fn} , entre classes, confirmando a tendência anterior. As características geométricas dos motores condicionam também o valor do rendimento (López).

4.6.2 Algumas Previsões da Influência das Constantes de Tempo Estimadas nos Motores EFF1 e EFF2

Em seguida, fazem-se algumas considerações sobre as evoluções obtidas das constantes de tempo electromagnéticas dos motores estudados.

No capítulo 2 foi apresentado o modelo matemático que caracteriza o funcionamento dinâmico do motor de indução trifásico, e cujas equações foram explicitadas em função das suas constantes de tempo transitórias, T'_s e T'_r .

Assim, em função dos resultados obtidos, é de prever que, para as potências nominais mais baixas, inferiores a 10 kW, os transitórios electromagnéticos tenham durações bastante mais elevadas nos motores EFF1, quando comparados com os motores EFF3. Na classe EFF2 não há praticamente diferenças a assinalar, em relação a EFF3.

Na gama compreendida entre 10 e 30 kW, parece haver um ligeiro decréscimo na duração dos transitórios electromagnéticos no estator na classe EFF2, sendo que os motores EFF1

deverão apresentar durações semelhantes a EFF3. Em relação aos transitórios electromagnéticos no rotor, não há alterações entre as classes EFF2 e EFF3; nos motores EFF1 regista-se um aumento médio na duração desses transitórios inferior ao registado nas potências menores, face a EFF3.

Nas potências superiores a 30 kW são notórios aumentos significativos nos transitórios electromagnéticos nos motores EFF1 e EFF2, face à classe 3. Por outro lado, os resultados obtidos apontam para uma maior dispersão nos valores de T'_s na classe EFF2, em relação às restantes.

Os valores de T'_r e T_{r0} condicionam directamente os fenómenos transitórios em duas situações particulares no funcionamento do motor, que vale a pena referir: situação de curto-circuito nas fases de alimentação - T'_r , e o corte na alimentação do motor - T_{r0} . Desta forma, e sobretudo nos motores EFF1 com potência inferior a 10 kW, é de prever encontrar as maiores diferenças relativas nos tempos de extinção dos fenómenos transitórios electromagnéticos, em relação à classe EFF3. Nos motores EFF2 as diferenças mais relevantes encontram-se nas potências mais elevadas.

4.6.3 Controlo Escalar e Vectorial

Como foi referido no capítulo 3, a implementação de estratégias de controlo em que se procura manter constante a relação U/f , tem associada uma tensão de “offset”, a qual depende do valor da impedância do estator. Por outro lado, a sua implementação é dificultada nas baixas velocidades. Atendendo à redução nos valores da referida impedância nominal nos motores EFF1 e 2, sobretudo nas baixas e médias potências, é de esperar que, em comparação com os motores convencionais, a tensão de “offset” diminua; por outro lado, atendendo à diminuição da queda de tensão no estator, é também de esperar que as dificuldades nas baixas velocidades possam vir diminuídas, sobretudo com os motores EFF1 de baixas potências.

Nos algoritmos de implementação do controlo por orientação do campo rotórico há a considerar a influência das constantes de tempo T_{r0} e T'_s .

Os resultados obtidos mostram que os valores destas constantes de tempo tendem a aumentar nos motores EFF1 e EFF2. Como tal, em aplicações com exigências dinâmicas elevadas (em particular, servomotores – controlo de posição e binário) é previsível as

dificuldades que surgem com a aplicação de motores das classes mais elevadas, sobretudo para potências reduzidas, onde acrescido ao aumento das constantes de tempo (motores EFF1), há também a considerar aumentos nos momentos de inércia.

Assim, sobressai a ideia de que, na alimentação através de conversores de potência, a substituição dos motores convencionais por motores com melhor rendimento (EFF1 e 2) conduz a um acréscimo dos inconvenientes dos efeitos harmónicos, em particular, nas potências reduzidas, para a classe EFF1.

Por outro lado, ao nível das estratégias de controlo vectorial, é também perceptível o aumento das dificuldades na sua implementação, por parte do controlador do sistema, com motores EFF1 e EFF2. Deste modo, a utilização de outro tipo de máquinas, nomeadamente, motores síncronos de ímanes permanentes, nas aplicações mais exigentes do ponto de vista dinâmico, vem reforçada com a substituição dos motores convencionais por motores com melhores rendimentos.

CAPÍTULO 5

5.1 Conclusões

O trabalho que foi desenvolvido nesta dissertação resulta do somatório de três fases principais:

- Refinamento de um algoritmo para estimação de parâmetros nominais, de motores de indução trifásicos de rotor em gaiola de esquilo, baseado num método já existente e comprovado.
 - Por aplicação desse algoritmo a uma população de motores pertencentes a classes de rendimentos distintos, foram obtidos os respectivos parâmetros nominais e, desse modo, foi possível obter um conjunto de distribuições relativas à evolução desses parâmetros, em função da potência nominal e para cada classe.
Posteriormente, foram analisadas e comparadas as distribuições das perdas nas três classes de rendimento, com vista à extracção de conclusões acerca das principais alterações que necessariamente implicaram as melhorias de rendimento conseguidas.
 - Com base nas evoluções obtidas dos parâmetros nominais dos motores, foram analisadas as implicações sobre os motores com rendimento elevado, quando alimentados através de conversores de potência e o impacto na aplicação de estratégias de controlo.
-
- Em relação à primeira fase, é de sublinhar que o algoritmo obtido constitui um dos resultados apresentados neste trabalho. Embora não tenha sido o objectivo último, mas antes um meio para o atingir, é de realçar a sua aplicabilidade noutros trabalhos,

sempre que surja a necessidade de estimação de parâmetros nominais de motores de indução trifásicos com gaiola de esquilo, dentro dos limites mencionados na secção 4.3, do capítulo 4 da presente dissertação.

- Em resultado das evoluções obtidas e apresentadas no capítulo 4, são indicados os valores médios obtidos para as variações dos parâmetros e grandezas mais relevantes dos motores EFF1 e EFF2 nos intervalos de potência considerados, tendo por referência a classe EFF3.

Tabela 5.1 Variações médias dos parâmetros estimados

kW	EFF2/EFF3			EFF1/EFF3		
	[1,1-10]]10-30]]30-90]	[1,1-10]]10-30]]30-90]
a_n	0,70	0,69	0,82	0,56	0,62	0,51
r_{sn}	0,89	1,05	1,06	0,55	0,79	0,96
r_{rn}	0,75	0,91	0,91	0,60	0,71	0,89
x_{fn}	0,75	0,90	1,04	0,78	0,80	0,96
x_{mn}	1,04	1,10	1,26	1,11	1,12	1,14

Tabela 5.2 Variações médias das constantes de tempo

kW	EFF2/EFF3			EFF1/EFF3		
	[1,1-10]]10-30]]30-90]	[1,1-10]]10-30]]30-90]
T_{r0}	1,32	1,10	1,39	1,71	1,37	1,25
T'_s	0,97	0,86	1,27	1,60	0,99	1,15
T'_r	0,97	0,99	1,13	1,24	1,11	1,03

Tabela 5.3 Variações médias de algumas grandezas nominais

kW	EFF2/EFF3			EFF1/EFF3		
	[1,1-10]]10-30]]30-90]	[1,1-10]]10-30]]30-90]
T_M/T_n	1,22	1,07	0,97	1,22	1,20	1,04
s_n	0,75	0,91	0,93	0,60	0,70	0,91
I_n	0,92	0,92	0,90	0,87	0,89	0,90
H	1,53	1,16	1,22	1,67	1,48	1,31

Em comparação com os motores convencionais (EFF3), o aumento do rendimento nas baixas potências levou uma clara diminuição das perdas por efeito de Joule. As diminuições conseguidas nas resistências implicaram alterações ao nível do projecto e fabrico, tal como foi referido no capítulo 4.

No que se refere às perdas “não Joule” (perdas no ferro, mecânicas e adicionais) registam-se também menores valores, com maiores reduções nos motores EFF1. Os aumentos significativos do momento de inércia, sobretudo nas potências inferiores a 10 kW é indicador de reduções importantes nos valores das respectivas perdas no ferro. Tendo em conta o aumento da reactância de magnetização, verificado na classe EFF1, é de supor que a corrente de magnetização tenha diminuído nestes motores, verificando-se um aumento no factor de potência nominal. Também a diminuição das perdas mecânicas e adicionais contribuíram para a redução das perdas “não Joule”.

Para potências crescentes, regista-se uma variação menos acentuada das perdas por efeito de Joule entre classes.

Em termos relativos, nas potências mais elevadas, há uma diferença mais visível na diminuição das perdas “não Joule” na classe EFF1, do que na classe EFF2, comparativamente aos motores EFF3. Nos motores daquelas duas classes, o valor da reactância de magnetização aumentou, em termos relativos, face a EFF3, enquanto os seus momentos de inércia aumentaram de forma menos acentuada, em relação ao intervalo de potências anterior. As perdas “não Joule” são agora as principais responsáveis pelos aumentos de rendimento.

Na sequência do que foi exposto, é de referir, em termos gerais, a diminuição da temperatura de funcionamento dos motores EFF1 e EFF2. Como consequência, e porque as classes de isolamento são semelhantes, os esforços térmicos sobre os seus isolantes vêm diminuídos.

Em face dos valores relativos do deslizamento nominal entre classes (tabela 5.3) são bem visíveis os valores mais elevados da velocidade nominal nos motores EFF1 e EFF2, em relação a EFF3, principalmente nas potências mais baixas. Este facto é mais notório nos motores EFF1, inclusivamente nas potências pertencentes ao intervalo]10-30] kW. É também perceptível que, atendendo à diminuição dos parâmetros nominais, sobretudo nos motores EFF1 e EFF2 mais pequenos, seja a diminuição no valor do deslizamento nominal que tenha levado aos menores valores da corrente nominal, sobretudo nestas gamas (tabela 5.3). Por este motivo e como se pode constatar nos motores inferiores a 10 kW, a corrente de arranque nos motores EFF1 e EFF2 é bastante mais elevada, sobretudo naqueles. Desta forma, a utilização destes motores em aplicações onde seja necessário

efectuar arranques sucessivos, poderá conduzir a aumentos de temperatura elevados pelo que, o uso dos motores deverá ser condicionado.

- Em relação à alimentação através de conversores de potência, é de prever que a diminuição do valor da corrente nominal nos motores EFF1 e 2, levará também a que diminuam as perdas internas do próprio conversor, reflectindo-se nas características do respectivo dissipador.

Como foi referido, é de prever que a alimentação dos motores das classes EFF1 e EFF2 através de sistemas estáticos de conversão de potência, resulte num acréscimo dos problemas no funcionamento verificados nos motores EFF3, principalmente nas gamas de potência mais baixas. No entanto, como também foi referido, estas afirmações suscitam algumas dúvidas, cujo esclarecimento está fora dos limites do presente trabalho.

Em consequência das evoluções registadas nas constantes de tempo, é previsível que o controlo dos motores das classes EFF1 e EFF2 em sistemas caracterizados por dinâmicas elevadas, venha dificultado em relação aos motores convencionais (EFF3).

5.2 Referências a Trabalhos Futuros

Enquadrado no trabalho que foi desenvolvido, julga-se relevante referir o seguinte:

A análise e conclusões efectuadas basearam-se num estudo analítico que pretendeu, acima de tudo, evidenciar algumas tendências na evolução dos motores, fundamentalmente, numa perspectiva qualitativa. Desta forma, e no seguimento da generalidade dos processos analítico-experimentais, o estudo laboratorial de uma população de motores com características semelhantes à usada (na mesma gama de potências, distribuídos pelas três classes de rendimento consideradas e provenientes de fabricantes distintos) constituiria uma etapa complementar a este trabalho, que permitiria a comprovação e/ou revisão das conclusões retiradas deste estudo.

Atendendo à evolução actual na procura de motores com rendimentos cada vez mais elevados, será de realizar estudos semelhantes para motores, cujos rendimentos se venham

a situar num patamar superior aos da actual classe EFF1, alguns dos quais já se encontram disponíveis em termos comerciais.

Também no campo experimental, é julgado de grande interesse prático a comprovação experimental das previsões efectuadas, através de testes laboratoriais, relativamente às consequências que advêm para os motores EFF1 e EFF2 quando alimentados através de conversores de potência, bem como o seu desempenho quando integrados em sistemas de controlo, em particular, o controlo vectorial e suas variantes.

BIBLIOGRAFIA

- (Almeida et al, 2000) Almeida, Aníbal T., Fonseca, Paula, Ferreira, Fernando (2000)“Improving the Penetration of Energy-Efficient Motors and Drives”, ISR-Univ.Coimbra
- (Almeida et al, 2001) Almeida, Aníbal T., Fonseca, Paula, Ferreira, Fernando (2001)“VSDs for Electric Motor Systems”, SAVE II, ISR-Univ.Coimbra.
- (Almeida et al, 2002) Almeida, Aníbal T., Ferreira, Fernando J.T.E., Busch, John F., Angers, Pierre (2002). “Comparative analysis of IEEE 112-B and IEC 34-2 efficiency testing standards using stray load losses in low-voltage three-phase, cage induction motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.38, No 2, pp.608-614.
- (Alonge et al, 2001) Alonge, F., D’Ippolito, F., Raimondi, F.M. (2001). “Least squares and genetic algorithms for parameter identification of induction motors”. Elsevier, Control Engineering Practice 9, pp.647-657.
- (Benamrouche et al, 1997) Benamrouche, N., Haddad, S., Bousbaine, A., Low, F.W. (1997). “Measurements of iron and stray load losses in induction motors using the temperature-time method”. Elsevier Science Limited, Measurement Vol.20, No.2, pp.91-96.
- (Bertotti et al, 1991) Bertotti, G., Boglietti, A., Chiampi, M., Chiarabaglio, D., Fiorillo, F., Lazzari, M. (1991). “An Improved Estimation of Iron Losses in Rotating Electrical Machines”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol.27, No 6, pp.5007-5009.

-
- (Boglietti et al, 1996) Boglietti, Aldo, Ferraris, Paolo, Lazzari, Mario, Pastorelli, Michele (1996) "Influence of the Inverter Characteristics on the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No 5, pp.1190-1194.
- (Boglietti et al, 2003a) Boglietti, Aldo, Bottauscio, Oriano, Chiampi, Mario, Lazzari, Mario (2003). "Modelling high frequency phenomena in the rotor of induction motors under no-load test conditions". Elsevier Science, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 254-255, pp.244-246.
- (Boglietti et al, 2003b) Boglietti, A, Cavagnino, A., Lazzari, M., Pastorelli, M. (2003). "International Standards for the Induction Motor Efficiency Evaluation: a Critical Analysis of the Stray-Load Loss Determination". IEEE, pp.841-848.
- (Bousbaine et al, 1996) Bousbaine, A., Low, W.F., McCormick, M. (1996). "Novel approach to the measurements of iron and stray load losses in induction motors". IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.143, No.I, pp.78-86.
- (Carvalho, 1993) Carvalho, J. L. Martins de (1993). "*Dynamical Systems and Automatic Control*". Prentice Hall International.
- (Castaldi et al, 2004) Castaldi, Paolo, Geri, Walter, Montanari, Marcello, Tilli, Andrea. (2004). "A new adaptive approach for on-line parameter and state estimation of induction motors". Elsevier, Control Engineering Practice 13, pp.81-94.
- (CEMEP, 1999) [CEMEP@1999](http://www.cemep.org). <http://www.cemep.org>, Voluntary Agreement of Cemep".

-
- | | |
|-----------------------------|---|
| (Chevalier et al, 2000) | Chevalier, T., Kedous-Lebouc, Cornut, B. (2000). "A method to evaluate effects of eccentricity and anisotropy on iron losses of electrical machines. Application to an induction motor". Elsevier Science, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 215-216, pp.604-606. |
| (Cowie et al, 2001) | Cowie, John G., Peters, Dale T., F. Brush, Jr., Edwin, Midson, Stephen P. (2001). "Materials & Modifications to Die Cast the Copper Conductors of the Induction Motor Rotor". Die Casting Engineer, pp.38-46. |
| (Donescu et al, 1998) | Donescu, Victor, Charrette, André, Yao, Ziwen, Xu, J., Rajagopalan, Venkatachari (1998). "A New Automated Method for Estimation of Induction Motor Parameters", IEEE |
| (Enokizono et al, 2002) | Enokizono, Masato, Shimoji, Hiroyasu, Horibe, Toyomi (2002). "Loss Evaluation of Induction Motor by Using Magnetic Hysteresis E&S ² Model". IEEE Transactions on Magnetism, Vol.38, No 5, pp.2379-2381. |
| (Enokizono e Okamoto, 2002) | Enokizono, Masato, Okamoto, Kenji (2002). "Designing a Low-Loss Induction Motor Considering the Vector Magnetic Properties". IEEE Transactions on Magnetism, Vol.38, No 2, pp.877-880. |
| (Enokizono et al, 2003) | Enokizono, Masato, Shimoji, Hiroyasu, Horibe, Toyomi (2003). "Effect of Stator Construction of Three-Phase Induction Motors on Core Loss". IEEE Transactions on Magnetism, Vol.39, No 3, pp.1484-1487. |
| (Fang et al, 2004) | Fang, Chich-Hsing, Lin, Shir-Kuan, Wang, Shyh-Jier (2004). "On-line parameter estimator of an induction motor at standstill". Elsevier, Control Engineering Practice. |
-

-
- (Fengtai e Lin, 1997) Fengtai, Huang, Lin, Luo Fang (1997) "Effects of Long Motor Cables and Short Switching Times on Inverter fed Induction Motor Drive Systems". IEEE
- (Findlay et al, 1994) Findlay, R.D., Stranges, N., MacKay, D.K. (1994). "Losses Due to Rotational Flux in Three Phase Induction Motors". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.9, No 3, pp.543-548.
- (Glew, 1998) Glew, C.N. (1998). "Stray load losses in induction motors: a challenge to academia". *Power Engineering Journal*, February, pp.27-32.
- (Gupta e Chari, 1997) Gupta, Agnivesh, Chari, Veera(1997) " Simulation of Variable Speed Squirrel-Cage Induction Motor Constant Volts/Hertz Operation". IEEE
- (Ha e Lee, 2000) Ha, In-Joong, Lee, Sang-Hoon.(2000) " An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors Without Rotational Transducers". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, No 4, pp.842-853.
- (Hanitsch, 2002) Hanitsch, R.(2002)"Energy Efficient Electric Motors", RIO 02 - World Climate & Energy Event, January, 6-11.
- (Ho e Fu, 1995) Ho, S.L., Fu, W.N. (1995). "Computation of harmonic stray load losses of induction motors using adaptive time stepping finite element method together with externally coupled circuits". IEE, Electrical Machines and Drives, Conference Publication No 412, pp.93-97.
- (Ho et al, 1999) Ho, S.L. et al.(1999). "Inclusion of interbar currents in a network-field coupled time-stepping finite element model of skewed-rotor induction motors". IEEE Transactions on Magnetics, Vol.35, No 5, pp.4218-4225.

-
- (IEEE, 1996) "Motor Drive Control Issues" (1996). Control of Motors in Power Electronics. IEEE Power Electronic Society.
- (Jimoh e Munhurrun, 1999) Jimoh, A.A, Munhurrun, V(1999). "A thermal model for the study of stray load losses in induction motors". IEEE.
- (Joksimovic e Binder, 2004) Joksimovic, G., Binder, A. (2004). "Additional no-load losses in inverter-fed high-speed cage induction motors". Springer-Verlag, Electrical Engineering 86, pp. 105-116.
- (Kedous-Lebouc et al, 2003) Kedous-Lebouc, A., Cornut, B., Perrier, J.C., Manfé, Ph., Chevalier, Th. (2003). "Punching influence on magnetic properties of the stator teeth of an induction motor". Elsevier Science, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 254-255, pp.124-126.
- (Keulenaer et al, 2004) Keulenaer, Hans De, Belmans, Ronnie, Blaustein, Edgar, Chapman, David, Almeida, Aníbal De, Wachter, Bruno De, Radgen, Peter (2004). "Motor Challenge - Energy Efficient Motor Driven Systems", European Copper Institute.
- (Kirtley, 2004) Kirtley Jr, James L. (2004) "Designing Squirrel Cage Rotors with High Conductivity". Proceedings of ICEM'2004, Lodz.
- (Koubaa, 2004a) Koubaa, Yassine (2004). "Recursive identification of induction motor parameters". Elsevier, Simulation Modelling Practice and Theory 12, pp. 363-381.
- (Kovacs, 1984) Kovacs, Pal K. (1984). "Transient Phenomena in Electrical Machines", Elsevier Science Publishing.

-
- (Krishnan, 2001) Krishnan, R. (2001). *“Electric Motor Drives – Modeling, Analysis and Control”*, Prentice Hall.
- (LeCoz, 2001) LeCoz, Loic (2001). “Evolution of Industrial Motor Control”. Tutorial, Mitsubishi Electric Europe B.V.
- (Lee et al, 1997) Lee, Hac-yong, Lee, Hyang-beom, Jung, Hyun-kyo, Hahn, Song-yop (1997). “Shape Design of Stator Slot for the Reduction of Stator Core Loss in the Induction Motor”. IEEE.
- (Lee) Lee, Edward C. “Review of Variable Speed Drive Technology”, PowerTec-Industrial Motors, <http://powertecmotors.com/avsde4.pdf>.
- (Lee et al, 2004) Lee, Jeong-Jong, Kim, Young-Kyoun, Nam, Hyuk, Ha, Kyung-Ho, Hong, Jung-Pyo, Hwang, Don-Ha (2004) “Loss Distribution of Three-Phase Induction Motor Fed by Pulsewidth-Modulated Inverter”. IEEE Transactions on Magnetics, Vol.40, No 2, pp.762-765.
- (Lehtla et al, 2000) Lehtla, T., Joller, J., Lehtla, M., Laugis, J. (2000) “Parameter Identification and Comparison of an Induction Motors Models”. IEE, Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No 475, pp.201-205.
- (Leonhard, 1997) Leonhard, Werner (1997). *“Control of Electrical Drives”*. 2nd Edition, Springer-Verlag.
- (Lindenmeyer et al, 2001) Lindenmeyer, D., Dommel, H.W., Moshref, A., Kundur, P. (2001). “An induction motor parameter estimation method”. Elsevier, Electrical Power and Energy Systems, 23, pp.251-262.

(López)	López, Jorge Romo. “The Effect of Induction Motors Design on Losses and Efficiency for Adjustable-Frequency Drives”
(Lowery e Petro, 1994)	Lowery, Thomas F., Petro, David W.(1994) “ Loss Modeling of Induction Machine System for Variable-Speed Drive”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No 2, pp.286-293.
(Marques, 1999)	Marques, Gil (1999). “Controlo de Motores Eléctricos”.
(McClay e Williamson, 2000)	McClay, Catherine I., Williamson, Stephen (2000). “The Variation of Cage Motor Losses with Skew”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.36, No 6, pp.1563-1570.
(Mohan et al, 1995)	Mohan, Hunderland, Robbins (1995). “ <i>Power Electronics: Converters, Applications and Design</i> ”. John Wiley & Sons.
(Mohan, 2001)	Mohan, Ned (2001). “ <i>Electric Drives</i> ”
(Moses e Tutkun, 2004)	Moses, A.J., Tutkun, N. (2004). “Localised losses in stator laminations of an induction motor under PWM excitation”. Elsevier, Journal of Materials Processing Technology.
(Nagornyy, 2004)	Nagornyy, A. (2004). “Stray load losses efficiency connections”. <i>IEEE Industry Applications Magazine</i> , May/June, pp.62-69.
(Ozpineci et al, 2003)	Ozpineci, Burak, Tolbert, Leon M., Islam, S. Kamrul, Chinthavali, Madhu (2003). “Comparison of Wide Bandgap Semiconductors for Power Applications”. 33 rd Annual IEEE Power Electronics Specialists.

-
- (Rao e Ramamoorthy, 2003) Rao, K.S. Rama, Ramamoorthy, M.(2003) “ Design Optimization of Inverter Fed 3-Phase Squirrel Cage Induction Motor”. IEEE
- (Rao e Thilagar, 2003) Rao, G.Sridhara, Thilagar, S.Hosimin (2003). “A novel method for the determination of stray load losses of induction motor using genetic algorithm”. IEEE, CCECE-CCGEI, Montréal, pp.259-262.
- (Renier et al, 1999) Renier, B, Hameyer, K., Belmans, R. (1999). “Comparison of standards for determining efficiency of three phase induction motors”. IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No 3, pp.512-517.
- (Ruddell, 2003) Ruddell, Steve (2003). “What’s wrong with high efficiency motors?”. www.abb.co.uk.
- (Sá, 1988) Sá, Carlos A. (1988). “ Método de Estimação dos Parâmetros do Motor de Indução Trifásico para Modelização de Instalações Industriais”. Tese de Doutoramento, Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da F.E. da Universidade do Porto, Porto.
- (SEW, 2003) Catálogo (2003). “Latest News – DTE/DVE Energy Efficient Motors”. SEW-Eurodrive.
- (Shinnaka, 2003) Shinnaka, Shinji (2003). “A New Separate-Identification Method of Two Stator Equivalent Core-Loss Resistances Corresponding to Hysteresis and Eddy-Current Losses for Parallel-Type Mathematical Models of AC Motors”. Electrical Engineering in Japan, Vol.143, No.4, pp.50-63.
- (Slemon, 1992) Slemon, Gordon R. (1992) “Electric Machines and Drives”, Addison-Wesley Publishing Company, INC.

-
- | | |
|--------------------------|--|
| (Smith e Edsey, 1995) | Smith, A.C., Edsey, K. (1995). “An Improved Estimation of Iron Losses in Rotating Electrical Machines”. IEE, Electrical Machines and Drives, Conference Publication No 412, pp.77-81. |
| (Stefanko et al, 2000) | Stefanko, S., Slemnik, B., Zagradisnik, I. (2000). “Stray losses due to inter-bar currents of skewed cage induction motors at no-load”. Springer-Verlag, Electrical Engineering 82, pp. 257-262. |
| (Toliyat et al, 2003) | Toliyat, Hamid A., Levi, Emil, Raina, Mona (2003). “A Review of RFO Induction Motor Parameter Estimation Techniques”. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.18, No 2, pp.271-283. |
| (Tôrres e Cardoso, 2002) | Tôrres, André G., Cardoso Filho, Braz J. (2002). “A Generalized Epstein Test Method for the Computation of Core Losses in Induction Motors”. IEEE. |
| (Trzynadlowski, 1998) | Trzynadlowski, Andrzej M. (1998) “DSP Controllers-An Emerging Tool for Electric Motor Drives”, IEEE Industrial Electronics Society Newsletter, vol.45, no.3, pp. 11-13.. |
| (Ursem e Vadstrup, 2004) | Ursem, Rasmus K., Vadstrup, Pierré (2004) “Parameter identification of induction motors using stochastic optimization algorithms”. Elsevier, Applied Soft Computing 4, pp. 49-64. |
| (Vas, 1996) | Vas, Peter (1996). “Electrical Machines and Drives: A Space-Vector Theory Approach”, Oxford Science Publications. |
| (Walters, 1995) | Walters, D.G. (1995). “A European Approach to the Manufacture and Repair of Energy Efficient Motors”, Brook Hansen. |
-

-
- (Yamazaki, 2001) Yamazaki, Katsumi (2001). "Harmonic Copper and Iron Losses Calculation of Induction Motor Using Nonlinear Time-Stepping Finite Element Method". IEEE.
- (Yamazaki, 2004) Yamazaki, Katsumi (2004). "Loss Calculation of Induction Motors Considering Harmonic Electromagnetic Field in Stator and Rotor". Electrical Engineering in Japan, Vol.147, No.2, pp.63-73.
- (Yamazaki e Haruishi, 2004) Yamazaki, Katsumi, Haruishi, Yoshihisa (2004). "Stray load loss analysis of induction motor – Comparison of measurement due to IEEE standard 112 and direct calculation by finite-element method". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.40, No 2, pp.543-548.
- (Zhou et al, 2002) Zhou, Xiaoyao, Cheng, Haozhong, Ju, Ping (2002). "The third-order induction motor parameter estimation using an adaptive genetic algorithm". IEEE, Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 1480-1484.

NORMAS CONSULTADAS

IEC 60034-1 (1996)	“Rotating Electrical Machines – Part 1: Rating and performance”.
IEC 60034-2 (1972)	“Rotating Electrical Machines – Part 2: Methods for determining losses and efficiency of rotating electrical machines from tests (excluding machines for traction vehicles); amendments 1 (1995); amendments 2 (1996)”.
IEC 61972 (2002)	“Method for determining losses and efficiency of three-phase cage induction motors”.

Tabela A1.1- Dados de catálogo para motores de 4 pólos (50 Hz)

2p = 4	EFF1	EFF2	EFF3	Nn (r/min)	J (kgm ²)	Un (V)	In (A)	cos φn	ηn (%)	TM/Tn	Ta/Tn	Ia/In
1,1 kW	F2			1420	0,0021	400	2,5	0,76	84	3,4	3,1	7,0
1,1 kW		F7		1415	0,0024	400	2,55	0,81	77	2,4	2,3	4,6
1,1 kW		F8		1400	0,0033	400	2,75	0,78	76,8	2,5	2,2	4,8
1,5 kW	F2			1420	0,0027	400	3,19	0,79	85,3	3,4	3,2	7,1
1,5 kW		F7		1420	0,0033	400	3,4	0,81	79	2,6	2,4	5,3
1,5 kW		F8		1400	0,0041	400	3,55	0,79	79,4	2,6	2,5	5,4
2,2 kW	F2			1440	0,0054	400	4,59	0,80	86,5	3,5	3,0	7,8
2,2 kW		F7		1420	0,0047	400	4,7	0,82	82	2,8	2,5	5,6
2,2 kW		F8		1410	0,0043	400	4,9	0,81	81,5	2,5	2,4	5,4
3 kW	F2			1445	0,0067	400	6,19	0,80	87,4	3,4	2,8	7,5
3 kW		F7		1420	0,0055	400	6,4	0,82	83	3,0	2,7	5,6
3 kW		F8		1420	0,0056	400	6,6	0,81	83,2	2,5	2,3	5,6
4 kW	F2			1460	0,0086	400	7,81	0,84	88,3	3,5	2,5	7,2
4 kW		F7		1440	0,012	400	8,2	0,83	85	3,0	2,7	6,0
4 kW			F3	1410	0,0073	380	9,2	0,81	82	2,5	2,0	5,5
4 kW			F3	1420	0,00725	380	9,2	0,81	82	2,5	2,1	5,8
4 kW			F8	1410	0,0072	400	9,1	0,78	82	2,3	2,3	5,5
5,5 kW	F2			1450	0,0205	400	11,1	0,81	89,2	3,3	2,4	7,1
5,5 kW		F7		1455	0,018	400	11,4	0,81	86	3,1	2,5	6,3
5,5 kW		F8		1430	0,016	400	11,5	0,81	86,5	2,7	2,7	6,8
5,5 kW			F3	1440	0,014	380	12,8	0,80	82	2,6	1,9	5,2
7,5 kW	F2			1455	0,0296	400	14,5	0,83	90,4	2,5	2,5	7,6
7,5 kW		F1		1450	0,03414	400	16,1	0,76	88	3,2	3,1	6,2
7,5 kW		F7		1455	0,023	400	15,2	0,82	87	3,2	2,7	6,7
7,5 kW			F3	1425	0,018	380	16	0,85	83	2,7	2,2	6,0
7,5 kW			F8	1425	0,019	400	16,5	0,81	83,5	2,2	1,9	5,7
11 kW	F2			1465	0,0724	400	20,7	0,84	91	2,8	2,1	6,9
11 kW		F7		1460	0,043	400	21,5	0,84	88,5	2,7	2,2	6,2
11 kW		F8		1445	0,038	400	21,8	0,83	89,4	2,5	2,1	6,9
11 kW			F3	1440	0,044	380	23,6	0,81	87	2,2	2,1	5,7
11 kW			F3	1450	0,044	380	24	0,80	86	2,2	2,1	6,2
11 kW			F3	1460	0,05	380	22,5	0,84	88	3,0	2,4	7,6
15 kW	F2			1470	0,0929	400	28	0,84	91,8	3,1	2,3	7,5
15 kW		F7		1460	0,055	400	28,5	0,84	90	3,0	2,6	6,5
15 kW		F8		1445	0,05	400	29,8	0,83	89,5	2,5	2,3	6,9
15 kW			F3	1445	0,054	380	32,5	0,80	88	2,3	2,5	6,5

Tabela A1.1- Dados de catálogo para motores de 4 pólos (50 Hz)

2p = 4	EFF1	EFF2	EFF3	Nn (r/min)	J (kgm ²)	Un (V)	In (A)	cos φn	ηn (%)	TM/Tn	Ta/Tn	Ia/In
18,5 kW	F2			1470	0,135	400	33,4	0,86	92,5	3,5	2,2	7,4
18,5 kW		F3		1465	0,1	380	35	0,88	90	2,7	2,4	7,0
18,5 kW		F7		1460	0,13	400	35	0,83	90,5	3,0	2,3	7,5
22 kW	F2			1465	0,136	400	39,9	0,86	92,7	3,3	2,1	7,1
22 kW		F7		1460	0,15	400	41	0,84	91,2	3,0	2,3	7,5
22 kW			F3	1460	0,13	380	42,5	0,88	90	2,5	2,2	7,0
30 kW	F5			1475	0,265	400	55	0,84	93,2	3,0	2,8	7,2
30 kW	F2			1470	0,245	400	50,9	0,91	93,2	2,8	1,9	6,5
30 kW		F2		1480	0,245	400	53,3	0,88	92	3,2	2,5	7,2
30 kW		F7		1465	0,24	400	55	0,86	91,8	3,2	2,6	7,0
30 kW		F6		1466	0,262	400	53,4	0,88	92,5	2,2	2,0	7,1
30 kW		F4		1465	0,25	400	55	0,87	92,5	2,2	2,4	6,2
30 kW			F3	1465	0,177	380	60	0,83	90	2,8	2,3	7,0
37 kW	F9			1475	0,62988	400	65,2	0,87	94,1	2,7	2,2	7,2
37 kW	F2			1475	0,39	400	65,8	0,87	93,7	2,9	1,7	6,4
37 kW		F9		1480	0,62988	400	65,4	0,88	92,8	2,7	2,3	7,4
37 kW		F7		1470	0,32	400	66	0,87	92,9	3,2	2,8	7,0
37 kW			F3	1470	0,211	380	71,2	0,86	91,8	2,9	2,8	7,3
45 kW	F2			1475	0,45	400	79,4	0,87	94	3,0	2,0	6,6
45 kW	F9			1475	0,83894	400	77,3	0,89	94,4	2,8	2,3	7,4
45 kW		F9		1475	0,76986	400	78,9	0,88	93,5	2,5	2,3	7,0
45 kW		F7		1470	0,36	400	80	0,87	93,4	3,3	2,8	7,7
45 kW			F3	1465	0,236	380	84,3	0,88	92,2	2,7	2,7	7,2
55 kW	F2			1480	0,64	400	95,3	0,88	94,5	3,3	2,2	7,6
55 kW	F9			1475	1,15478	400	94,3	0,89	94,6	2,8	2,3	7,4
55 kW		F9		1475	0,97982	400	94,4	0,90	93,4	2,6	2,5	7,5
55 kW			F3	1480	0,81	380	108	0,84	91,5	2,9	3,0	7,5
75 kW	F2			1485	1,045	400	126	0,90	95	3,4	2,1	7,0
75 kW	F9			1485	2,16799	400	129	0,88	95,2	2,4	2,2	7,2
75 kW		F9		1485	2,32859	400	128	0,90	94,3	2,4	2,1	6,7
90 kW	F5			1480	1,28	400	159	0,86	95	2,8	2,6	6,7
90 kW	F9			1485	2,81036	400	155	0,88	95,3	2,6	2,4	7,8
90 kW	F2			1485	1,396	400	152	0,90	95,3	3,4	2,1	7,1
90 kW		F9		1485	2,81036	400	155	0,89	94,2	2,7	2,4	7,1
90 kW			F3	1485	1,37	380	179	0,83	93,5	2,7	3,0	7,8

Tabela A1.2- Parâmetros nominais estimados para motores de 4 pólos

2p = 4	EFF1	EFF2	EFF3	r _{sn} (p.u.)	a _n	k _n	r _{rn} (pu)	x _{rn} (pu)	x _{mn} (pu)	η (%)	TM/Tn
1,1 kW	F2			0,0670	0,0330	0,9617	0,0637	0,0593	1,4907	83,56	3,4
1,1 kW		F7		0,1394	0,0160	0,9720	0,0630	0,0413	1,4356	76,87	2,4
1,1 kW		F8		0,1282	0,0537	0,9631	0,0768	0,0531	1,3874	74,02	2,5
1,5 kW	F2			0,0611	0,0167	0,9650	0,0612	0,0589	1,6225	85,91	3,4
1,5 kW		F7		0,1111	0,0390	0,9666	0,0588	0,0535	1,5478	78,62	2,6
1,5 kW		F8		0,1101	0,0406	0,9618	0,0752	0,0589	1,4833	77,20	2,6
2,2 kW	F2			0,0549	0,0340	0,9664	0,0454	0,0587	1,6869	86,48	3,5
2,2 kW		F7		0,0838	0,0315	0,9651	0,0580	0,0619	1,7130	82,39	2,8
2,2 kW		F8		0,0932	0,0397	0,9582	0,0648	0,0729	1,6714	80,01	2,5
3 kW	F2			0,0481	0,0354	0,9637	0,0414	0,0653	1,7328	87,44	3,4
3 kW		F7		0,0761	0,0409	0,9671	0,0584	0,0587	1,7249	82,51	3,0
3 kW		F8		0,0825	0,0497	0,9563	0,0573	0,0793	1,7343	81,00	2,5
4 kW	F2			0,0405	0,0527	0,9697	0,0289	0,0627	2,0048	88,01	3,5
4 kW		F7		0,0634	0,0453	0,9660	0,0431	0,0656	1,8628	84,83	3,0
4 kW			F3	0,0697	0,0534	0,9545	0,0643	0,0863	1,8121	81,55	2,5
4 kW			F3	0,0751	0,0531	0,9552	0,0572	0,0835	1,7789	81,55	2,5
4 kW			F8	0,0772	0,0413	0,9441	0,0654	0,0986	1,6653	81,34	2,3
5,5 kW	F2			0,0425	0,0373	0,9632	0,0370	0,0699	1,8277	88,29	3,3
5,5 kW		F7		0,0630	0,0405	0,9640	0,0332	0,0648	1,7369	85,97	3,1
5,5 kW		F8		0,0682	0,0245	0,9581	0,0506	0,0776	1,7751	85,22	2,7
5,5 kW			F3	0,0757	0,0651	0,9553	0,0437	0,0796	1,7012	81,61	2,6
7,5 kW	F2			0,0371	0,0302	0,9567	0,0315	0,0988	2,1841	89,95	2,5
7,5 kW		F1		0,0368	0,0397	0,9527	0,0388	0,0811	1,6328	88,47	3,2
7,5 kW		F7		0,0533	0,0442	0,9653	0,0329	0,0660	1,8342	86,85	3,2
7,5 kW			F3	0,0701	0,0403	0,9662	0,0521	0,0710	2,0265	83,79	2,7
7,5 kW			F8	0,0698	0,0718	0,9485	0,0523	0,1035	1,9067	81,00	2,2
11 kW	F2			0,0328	0,0278	0,9620	0,0247	0,0873	2,2096	91,31	2,8
11 kW		F7		0,0460	0,0465	0,9617	0,0280	0,0851	2,1356	87,91	2,7
11 kW		F8		0,0462	0,0367	0,9570	0,0384	0,0949	2,1140	87,75	2,5
11 kW			F3	0,0413	0,0421	0,9480	0,0418	0,1154	2,1053	87,43	2,2
11 kW			F3	0,0420	0,0522	0,9455	0,0351	0,1165	2,0221	87,05	2,2
11 kW			F3	0,0384	0,0504	0,9645	0,0284	0,0778	2,1138	88,43	3,0
15 kW	F2			0,0295	0,0272	0,9647	0,0214	0,0789	2,1581	92,05	3,1
15 kW		F7		0,0373	0,0285	0,9644	0,0284	0,0784	2,1224	90,44	3,0
15 kW		F8		0,0441	0,0420	0,9570	0,0385	0,0958	2,1300	87,53	2,5
15 kW			F3	0,0348	0,0512	0,9471	0,0390	0,1134	2,0308	87,65	2,3

Tabela A1.2- Parâmetros nominais estimados para motores de 4 pólos

2p = 4	EFF1	EFF2	EFF3	r _{sn} (p.u.)	a _n	k _n	r _{rn} (pu)	x _{rn} (pu)	x _{mn} (pu)	η (%)	TM/Tn
18,5 kW	F2			0,0245	0,0241	0,9706	0,0213	0,0689	2,3056	92,96	3,5
18,5 kW		F3		0,0345	0,0283	0,9694	0,0237	0,0863	2,7324	91,26	2,7
18,5 kW		F7		0,0374	0,0111	0,9626	0,0287	0,0793	2,0407	91,92	3,0
22 kW	F2			0,0243	0,0256	0,9695	0,0247	0,0739	2,3514	92,54	3,3
22 kW		F7		0,0317	0,0158	0,9640	0,0284	0,0810	2,1650	92,20	3,0
22 kW			F3	0,0374	0,0428	0,9680	0,0268	0,0933	2,8181	89,37	2,5
30 kW	F5			0,0371	0,0028	0,9644	0,0178	0,0784	2,1234	93,73	3,0
30 kW	F2			0,0202	0,0250	0,9763	0,0201	0,0865	3,5764	93,48	2,8
30 kW		F2		0,0273	0,0356	0,9726	0,0138	0,0735	2,6045	92,32	3,2
30 kW		F7		0,0317	0,0275	0,9693	0,0246	0,0731	2,3101	91,55	3,2
30 kW		F6		0,0270	0,0281	0,9663	0,0225	0,1129	3,2371	92,15	2,2
30 kW		F4		0,0276	0,0451	0,9636	0,0233	0,1137	3,0093	90,49	2,2
30 kW			F3	0,0292	0,0295	0,9598	0,0249	0,0899	2,1480	91,53	2,8
37 kW	F9			0,0254	0,0140	0,9670	0,0171	0,0913	2,6770	94,15	2,7
37 kW	F2			0,0211	0,0285	0,9684	0,0173	0,0860	2,6333	93,29	2,9
37 kW		F9		0,0261	0,0317	0,9692	0,0136	0,0900	2,8337	92,79	2,7
37 kW		F7		0,0290	0,0185	0,9709	0,0209	0,0735	2,4508	93,01	3,2
37 kW			F3	0,0224	0,0396	0,9664	0,0209	0,0864	2,4847	91,81	2,9
45 kW	F2			0,0197	0,0221	0,9690	0,0173	0,0835	2,6093	94,03	3,0
45 kW	F9			0,0214	0,0165	0,9719	0,0170	0,0875	3,0310	94,41	2,8
45 kW		F9		0,0233	0,0233	0,9680	0,0169	0,0993	3,0015	93,55	2,5
45 kW		F7		0,0223	0,0232	0,9711	0,0210	0,0740	2,4882	93,32	3,3
45 kW			F3	0,0223	0,0329	0,9692	0,0238	0,0917	2,8818	92,16	2,7
55 kW	F2			0,0177	0,0214	0,9727	0,0139	0,0752	2,6769	94,66	3,3
55 kW	F9			0,0221	0,0138	0,9719	0,0170	0,0873	3,0227	94,59	2,8
55 kW		F9		0,0228	0,0257	0,9733	0,0167	0,0936	3,4044	93,44	2,6
55 kW			F3	0,0208	0,0446	0,9624	0,0142	0,0889	2,2764	92,11	2,9
75 kW	F2			0,0171	0,0174	0,9768	0,0103	0,0716	3,0127	95,46	3,4
75 kW	F9			0,0130	0,0228	0,9677	0,0101	0,1080	3,2302	95,36	2,4
75 kW		F9		0,0135	0,0377	0,9728	0,0100	0,1060	3,7966	93,97	2,4
90 kW	F5			0,0219	0,0122	0,9656	0,0139	0,0900	2,5273	95,00	2,8
90 kW	F9			0,0134	0,0237	0,9686	0,0102	0,0991	3,0601	95,24	2,6
90 kW	F2			0,0154	0,0247	0,9767	0,0103	0,0724	3,0355	94,96	3,4
90 kW		F9		0,0133	0,0356	0,9714	0,0102	0,0945	3,2122	94,17	2,7
90 kW			F3	0,0405	0,0232	0,9593	0,0106	0,0888	2,0932	92,04	2,7

Tabela A2.1- Dados de catálogo para motores de 2 pólos (50 Hz)

2p = 2	EFF1	EFF2	EFF3	Nn (r/min)	J (kgm^2)	Un (V)	In (A)	cos φn	ηn (%)	TM/Tn	Ta/Tn	Ia/In
1,1 kW		F7		2845	0,001	400	2,4	0,87	77	2,70	2,60	6,10
1,5 kW		F7		2860	0,0014	400	3,25	0,85	79	2,70	2,40	5,50
2,2 kW		F7		2880	0,0018	400	4,55	0,85	82	3,10	2,80	6,30
3 kW		F7		2890	0,0035	400	6,1	0,85	84	3,00	2,80	6,80
4 kW		F7		2905	0,0059	400	7,8	0,86	86	2,90	2,60	7,20
4 kW			F3	2880	0,0035	380	8,4	0,86	84	3,00	2,70	7,40
5,5 kW		F7		2925	0,015	400	10,3	0,89	86,5	2,80	2,00	5,90
5,5 kW			F3	2895	0,012	380	11	0,89	85	2,90	2,90	7,50
7,5 kW		F7		2930	0,019	400	13,8	0,89	88	3,00	2,30	6,90
7,5 kW			F3	2890	0,014	380	14,7	0,90	86	2,80	2,80	7,80
11 kW	F8			2926		400	21,14	0,84	89,96	2,83	2,80	7,20
11 kW		F8		2920	0,022	400	20,4	0,88	88,6	2,40	2,20	6,50
11 kW		F7		2940	0,034	400	20	0,88	89,5	2,90	2,10	6,50
11 kW			F3	2925	0,03	380	22	0,86	88	2,50	2,20	6,90
15 kW		F7		2940	0,043	400	26,5	0,90	90	3,00	2,20	6,60
18,5 kW		F7		2940	0,051	400	32,5	0,91	91	3,10	2,40	7,00
18,5 kW		F3		2915	0,04	380	34,9	0,89	90,5	2,40	2,20	7,30
22 kW		F7		2940	0,077	400	39	0,88	91,7	3,20	2,50	6,90
22 kW			F3	2910	0,075	380	40	0,93	89	2,70	2,70	7,80
30 kW	F5			2955	0,116	400	52	0,89	93,3	2,80	2,20	7,00
30 kW		F7		2945	0,14	400	53	0,89	92,3	2,80	2,40	7,20
37 kW		F7		2945	0,16	400	65	0,89	92,8	2,80	2,40	7,70
37 kW		F3		2940	0,17	380	68,3	0,89	92,5	2,30	2,50	7,10
45 kW	F9			2960	0,39464	400	76,2	0,90	94,7	2,90	2,40	8,50
45 kW		F9		2965	0,39465	400	75,4	0,92	93,6	3,00	2,60	8,10
45 kW		F7		2960	0,2	400	78	0,89	93,6	3,40	2,80	7,70
45 kW		F3		2940	0,181	380	82,6	0,89	93	2,40	2,60	7,80
55 kW	F9			2960	0,52021	400	91,8	0,91	95	3,00	2,30	8,30
55 kW		F9		2960	0,55609	400	90,8	0,93	93,8	3,00	2,70	8,50
55 kW		F3		2965	0,39	380	100	0,90	93	3,30	2,50	8,00
75 kW		F9		2975	1,08257	400	129	0,89	94,2	2,80	2,30	7,50
90 kW	F9			2975	1,41204	400	152	0,89	95,8	2,70	1,80	8,20
90 kW		F9		2960	1,27084	400	154	0,89	94,5	2,80	2,40	8,30
90 kW		F3		2960	0,61	380	158	0,92	94	3,00	2,90	8,00

Tabela A2.2- Parâmetros nominais estimados para motores de 2 pólos

2p = 2	EFF1	EFF2	EFF3	r _{sn} (p.u.)	a _n	k _n	r _{rn} (pu)	x _{rn} (pu)	x _{mn} (pu)	η (%)
1,1 kW		F7		0,0883	0,1206	0,9734	0,0529	0,0555	2,0309	76,04
1,5 kW		F7		0,1053	0,0658	0,9755	0,0493	0,0438	1,7428	78,37
2,2 kW		F7		0,0822	0,0561	0,9758	0,0427	0,0454	1,8300	82,11
3 kW		F7		0,0685	0,0605	0,9704	0,0388	0,0598	1,9601	83,51
4 kW		F7		0,0533	0,0553	0,9685	0,0329	0,0715	2,1994	86,07
4 kW			F3	0,0528	0,0711	0,9696	0,0418	0,0683	2,1758	84,13
5,5 kW		F7		0,0673	0,0407	0,9747	0,0251	0,0634	2,4388	86,60
5,5 kW			F3	0,0469	0,0710	0,9736	0,0355	0,0718	2,6465	85,36
7,5 kW		F7		0,0582	0,0356	0,9756	0,0237	0,0618	2,4662	88,14
7,5 kW			F3	0,0439	0,0639	0,9747	0,0367	0,0760	2,9242	86,13
11 kW	F8			0,0332	0,0412	0,9614	0,0262	0,0865	2,1532	89,95
11 kW		F8		0,0363	0,0552	0,9672	0,0267	0,0985	2,9075	88,44
11 kW		F7		0,0511	0,0232	0,9720	0,0204	0,0705	2,4501	90,21
11 kW			F3	0,0386	0,0542	0,9634	0,0256	0,0948	2,4969	88,33
15 kW		F7		0,0409	0,0304	0,9758	0,0202	0,0708	2,8580	90,78
18,5 kW		F7		0,0348	0,0440	0,9780	0,0201	0,0701	3,1210	90,29
18,5 kW		F3		0,0270	0,0411	0,9698	0,0283	0,1014	3,2618	90,49
22 kW		F7		0,0301	0,0229	0,9727	0,0207	0,0721	2,5739	92,52
22 kW			F3	0,0251	0,0504	0,9810	0,0295	0,0863	4,4450	89,85
30 kW	F5			0,0384	0,0074	0,9723	0,0152	0,0798	2,8048	93,56
30 kW		F7		0,0243	0,0402	0,9720	0,0186	0,0863	2,9928	91,80
37 kW		F7		0,0216	0,0375	0,9719	0,0186	0,0875	3,0284	92,32
37 kW		F3		0,0187	0,0374	0,9697	0,0199	0,1098	3,5126	92,48
45 kW	F9			0,0193	0,0194	0,9746	0,0135	0,0843	3,2299	94,71
45 kW		F9		0,0179	0,0351	0,9793	0,0117	0,0804	3,8068	93,63
45 kW		F7		0,0176	0,0337	0,9750	0,0138	0,0721	2,8110	93,56
45 kW		F3		0,0163	0,0344	0,9701	0,0201	0,1058	3,4339	93,00
55 kW	F9			0,0173	0,0186	0,9771	0,0135	0,0813	3,4737	95,03
55 kW		F9		0,0166	0,0308	0,9816	0,0133	0,0802	4,2862	94,01
55 kW		F3		0,0161	0,0454	0,9763	0,0120	0,0745	3,0674	92,85
75 kW		F9		0,0167	0,0319	0,9719	0,0085	0,0895	3,0957	94,29
90 kW	F9			0,0097	0,0215	0,9715	0,0085	0,0959	3,2646	96,03
90 kW		F9		0,0095	0,0299	0,9719	0,0136	0,0925	3,1964	94,78
90 kW		F3		0,0131	0,0339	0,9793	0,0134	0,0824	3,9045	94,07

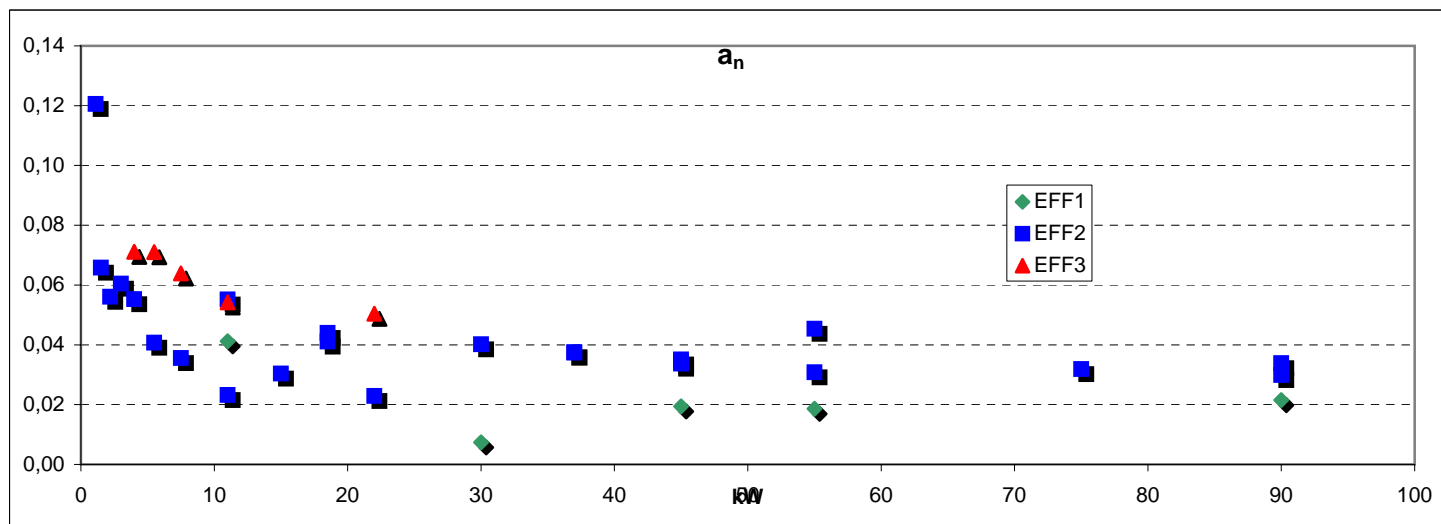


Figura A2.1 - Evolução de a_n (2 pólos)

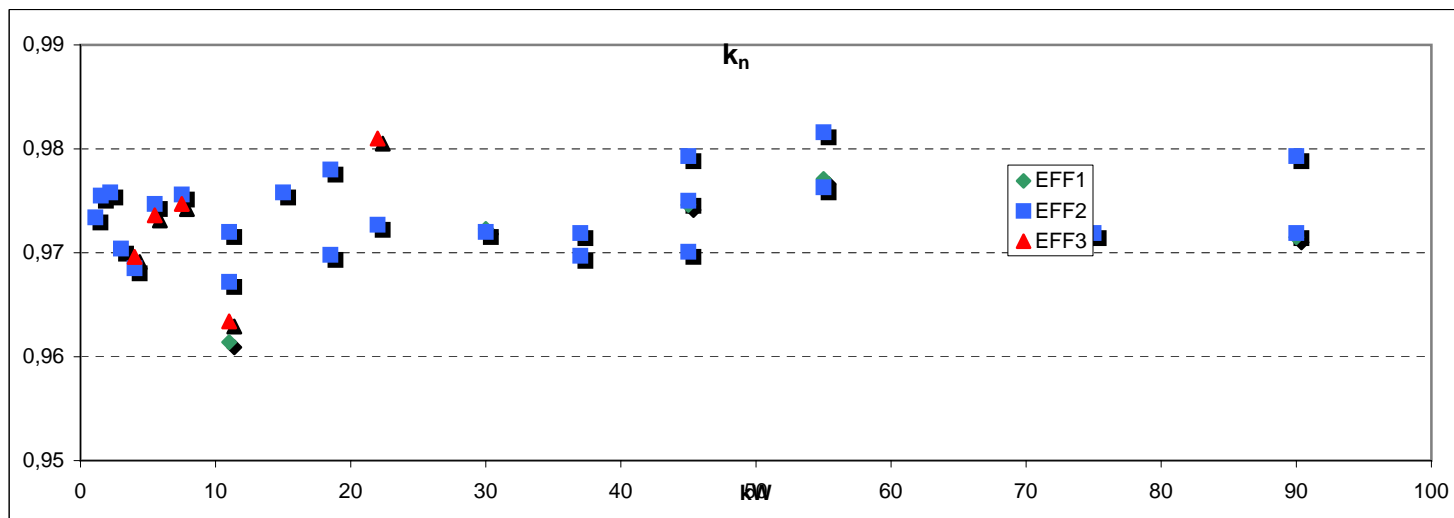


Figura A2.2 - Evolução de k_n (2 pólos)

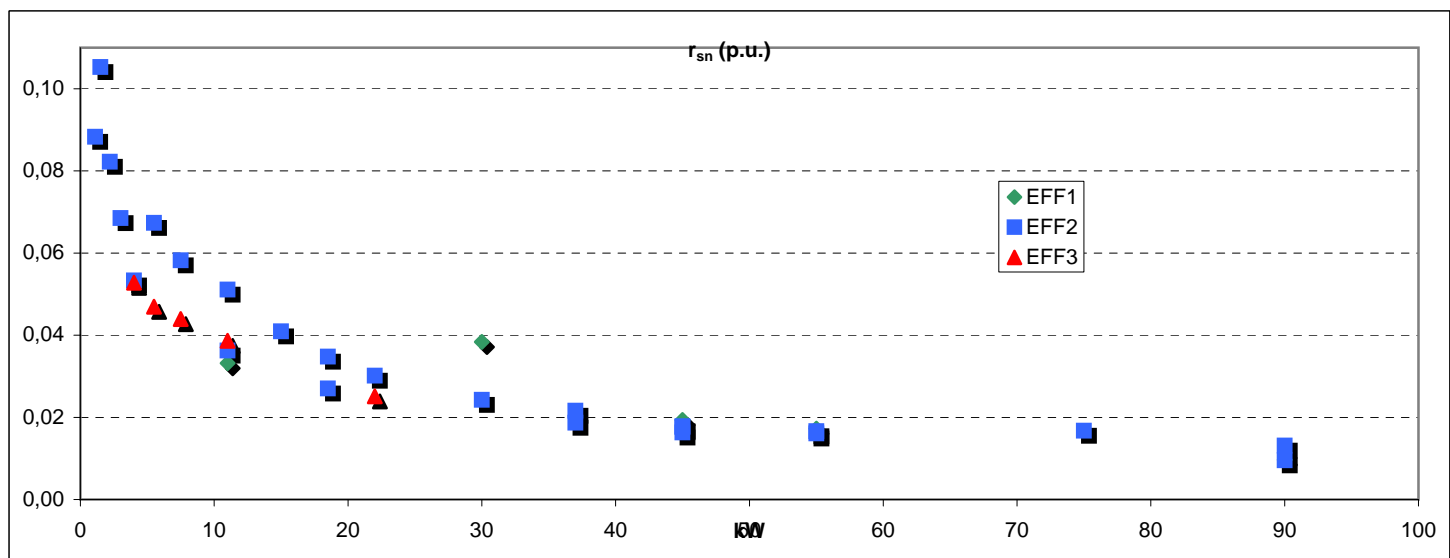


Figura A2.3 - Evolução de r_{sn} (2 pólos)

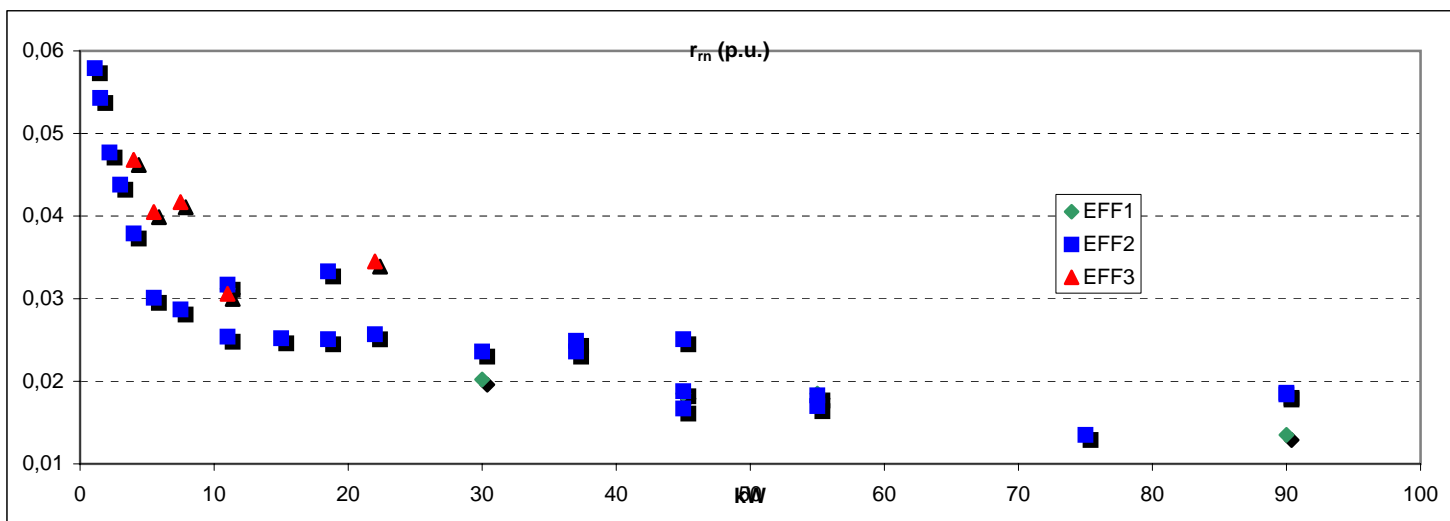


Figura A2.4 - Evolução de r_m (2 pólos)

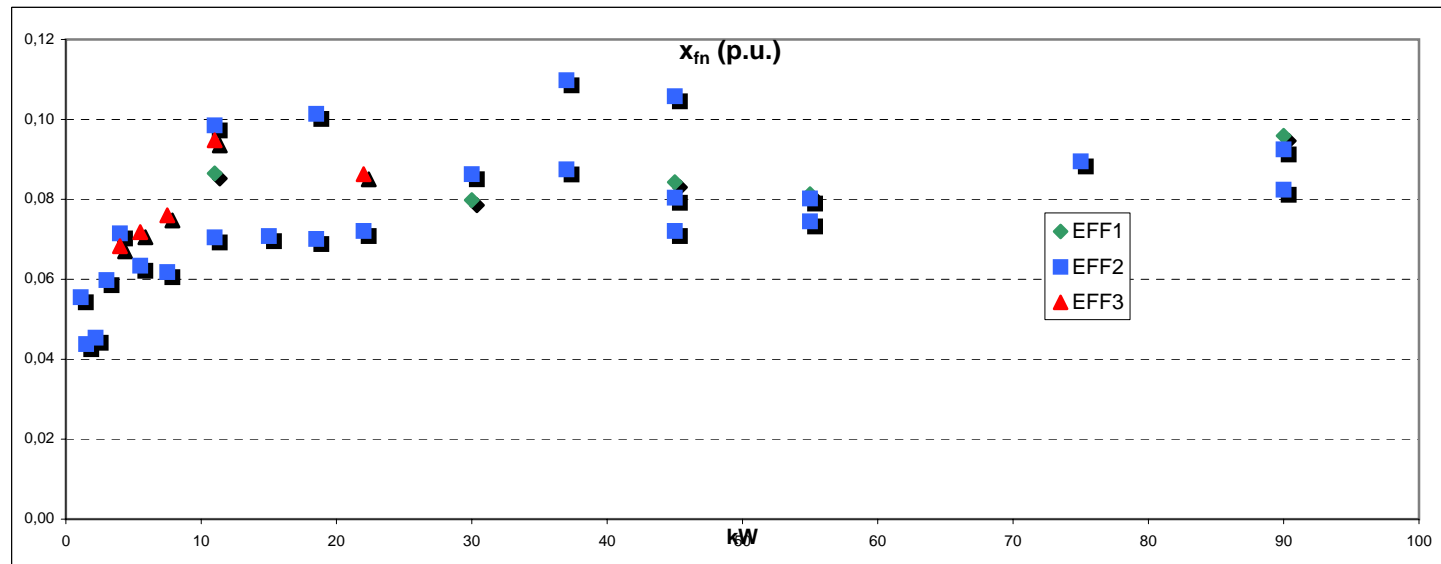


Figura A2.5 - Evolução de x_{fn} (2 pólos)

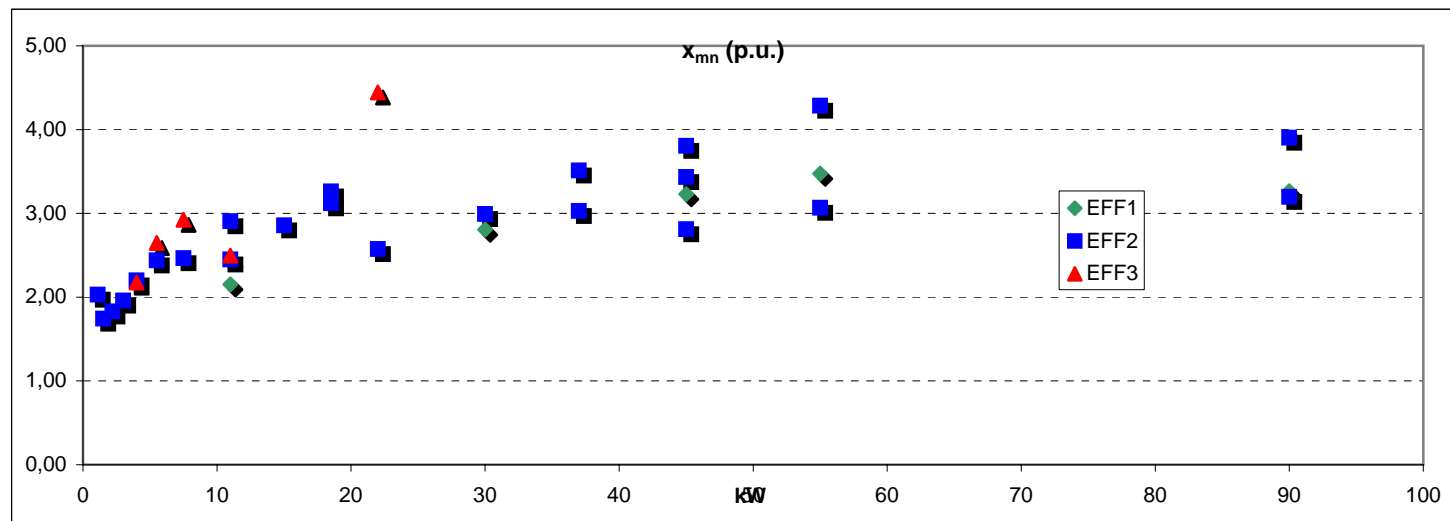


Figura A2.6 - Evolução de x_{mn} (2 pólos)

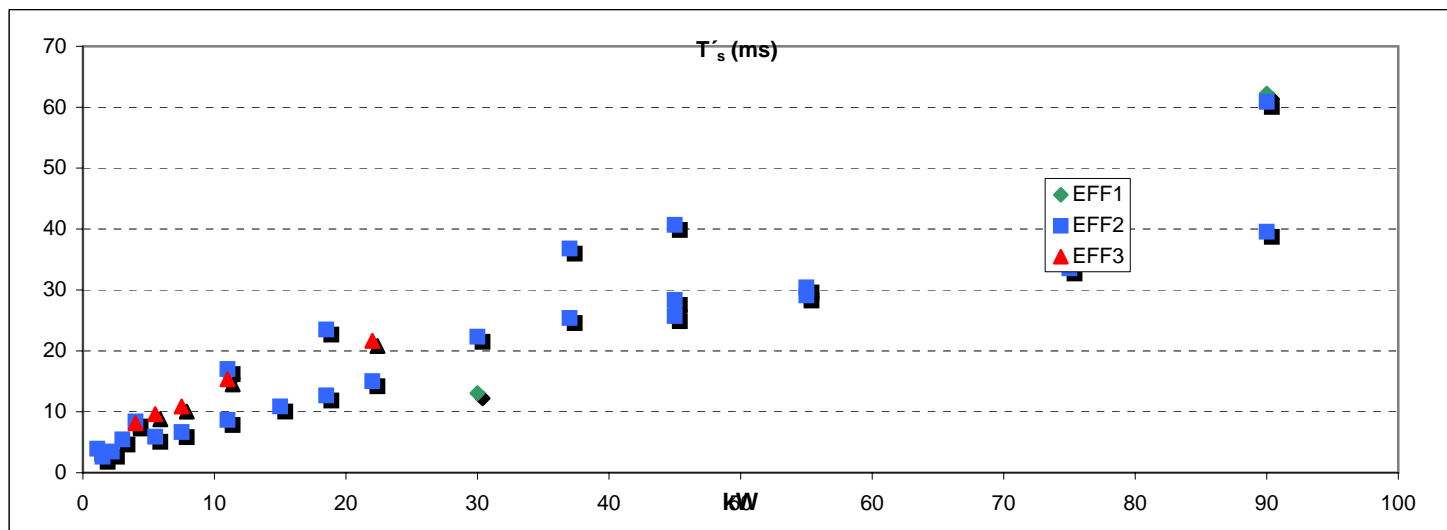


Figura A2.7 - Evolução de T'_s (2 pólos)

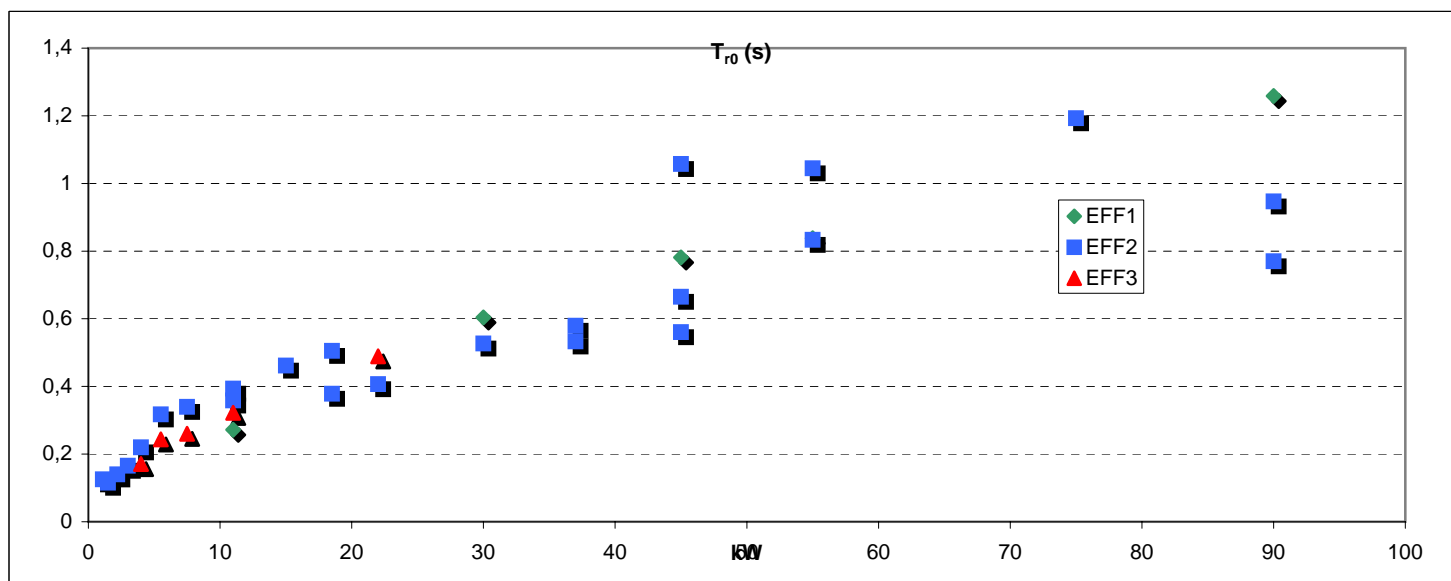


Figura A2.8 - Evolução de T_{r0} (2 pólos)

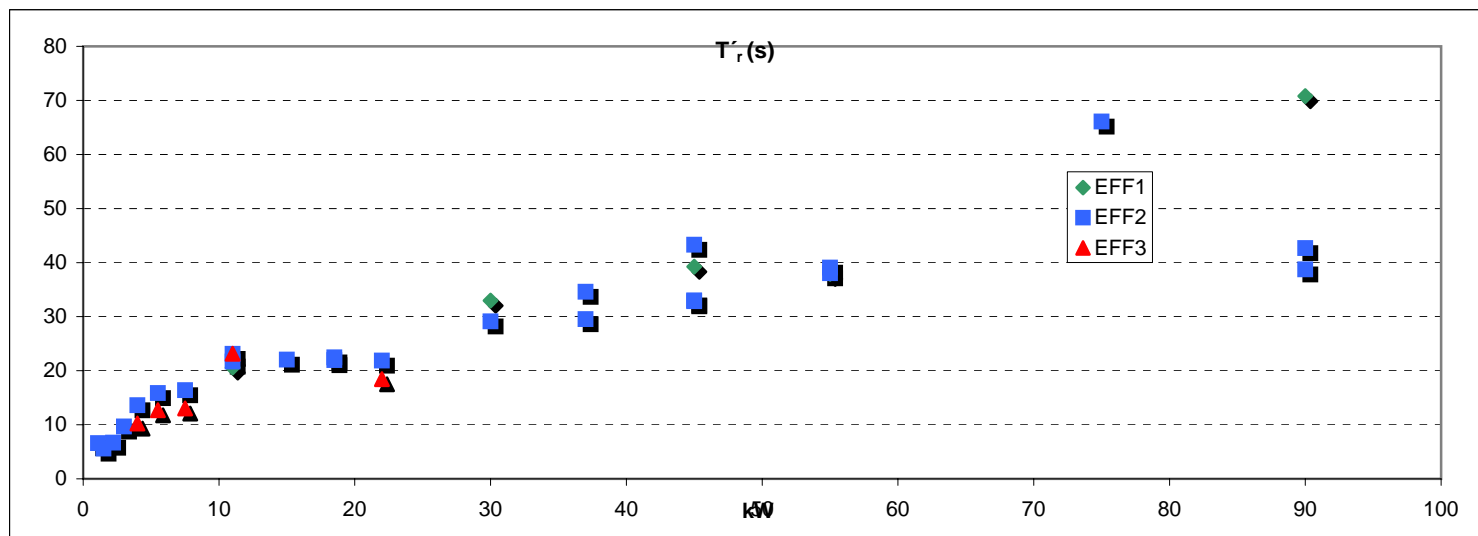


Figura A2.9 - Evolução de T_r (2 pólos)

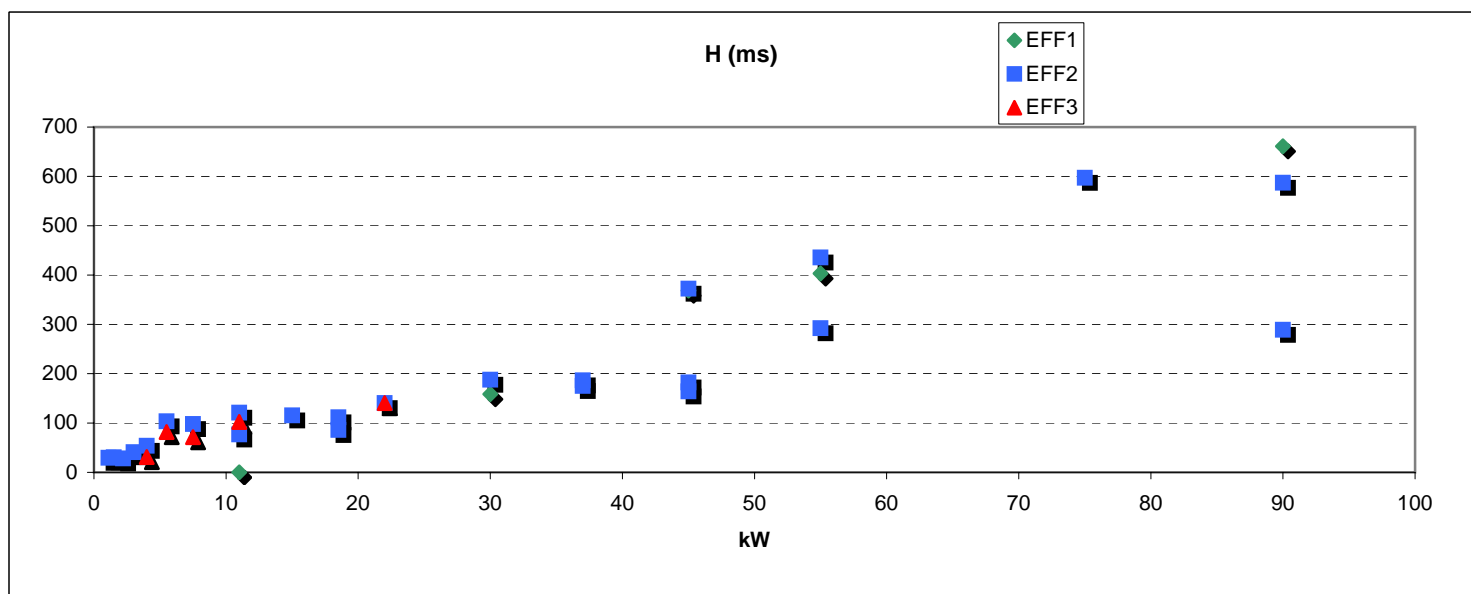


Figura A2.10 - Evolução de H (2 pólos)

ANEXO 3

Exemplo de Aplicação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros Nominais

ANEXO 3

A título demonstrativo, são apresentados os resultados mais relevantes para dois motores da população estudada, do mesmo fabricante, obtidos através da aplicação do algoritmo de estimação de parâmetros usado neste trabalho.

Fabricante: F2

M1: 30kW, 4 pólos, classe EFF1

Dados de entrada:

$P_n = 30 \text{ kW}$; $n_n = 1470 \text{ rpm}$; $U_n = 400 \text{ V}$; $I_n = 50,9 \text{ A}$; $f_n = 50 \text{ Hz}$; $p = 2$; $\cos\phi_n = 0,91$; $k_c = 2,8$;
 $r_{sn} = 0,02021 \text{ (p.u.)}$

Resultados:

$$k_n = 0,9764$$

$$a_n = 0,0250$$

- Parâmetros nominais:

$$x_{mn} = 3,5764 \text{ (p.u.)}$$

$$X_{mn} = 16,2265 \Omega$$

$$x_{fn} = 0,0865 \text{ (p.u.)}$$

$$X_{fn} = 0,3923 \Omega$$

$$r_m = 0,0201 \text{ (p.u.)}$$

$$R_m = 0,0910 \Omega$$

$$Z_n = 4,1288 + j1,8811 (\Omega)$$

$$\mathbf{I}_n = 46,3190 -j21,1036 \text{ (A)}$$

- Potências e rendimento:

$$P_{\text{eln}} = P_{\text{un}} + P_{n/j(n)} = 30,750 \text{ kW}$$

$$P_{\text{ab}(n)} = 32,091 \text{ kW}$$

$$P_{\text{js}(n)} = 712,7 \text{ W}$$

$$P_{\text{jr}(n)} = 627,6 \text{ W}$$

$$\eta_n = 93,48 \%$$

- Binários:

$$t_n = 0,8681 \text{ (p.u.)}$$

$$t_{\text{max}} = 2,4306 \text{ (p.u.)}$$

$$k_c = 2,8$$

M2: 30kW, 4 pólos, classe EFF2

Dados de entrada:

$$P_n = 30 \text{ kW}; n_n = 1480 \text{ rpm}; U_n = 400 \text{ V}; I_n = 53,3 \text{ A}; f_n = 50 \text{ Hz}; p = 2; \cos\varphi_n = 0,88; k_c = 3,2; \\ r_{sn} = 0,02731 \text{ (p.u.)}$$

Resultados:

$$k_n = 0,9726$$

$$a_n = 0,0356$$

- Parâmetros nominais:

$$x_{mn} = 2,6045 \text{ (p.u.)}$$

$$X_{mn} = 11,2850 \Omega$$

$$x_{fn} = 0,0735 \text{ (p.u.)}$$

$$X_{fn} = 0,3184 \Omega$$

$$r_{rn} = 0,0138 \text{ (p.u.)}$$

$$R_{rn} = 0,0599 \Omega$$

$$Z_n = 3,8129 + j2,0580 (\Omega)$$

$$I_n = 46,9040 - j25,3161 \text{ (A)}$$

- Potências e rendimento:

$$P_{eln} = P_{un} + P_{n/j(n)} = 31,068 \text{ kW}$$

$$P_{ab(n)} = 32,496 \text{ kW}$$

$$P_{js(n)} = 1,0085 \text{ kW}$$

$$P_{jr(n)} = 419,8341 \text{ W}$$

$$\eta_n = 92,32 \%$$

- Binários:

$$t_n = 0,8234 \text{ (p.u.)}$$

$$t_{\max} = 2,6348 \text{ (p.u.)}$$

$$k_c = 3,2$$